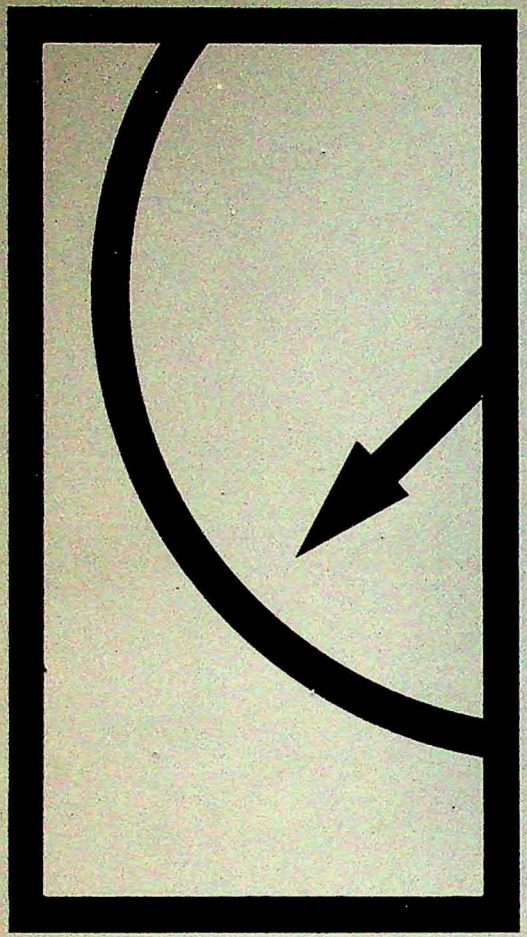


TOPP

Buchreihe Elektronik 4

Fred Seyferth

Meß- und Prüfgeräte

TOPP

Buchreihe Elektronik 4

Fred Seyferth

Meß- und Prüfgeräte

Frech-Verlag Stuttgart

ISBN 3-7724-0375-1 · Best.-Nr. 4

© 1965 7. Auflage 1980
(neu bearbeitet)

frech-verlag
GmbH + Co. Druck KG Stuttgart

Wissenschaftliche Assistenz:
Professor Otmar Kilgenstein

Der Verlag bittet zu beachten:

Unsere Veröffentlichungen von Schaltungen und Verfahren erfolgen ohne Rücksicht auf bestehende Patente, da sie nur für Amateur- und Lehrzwecke bestimmt sind. Eine gewerbliche Nutzung ist ausdrücklich untersagt.
Trotz sorgfältiger Überprüfung aller Schaltungen und Angaben durch Verfasser und Verlag lassen sich Fehler nie ganz vermeiden. Der Verlag kann deshalb weder eine Garantie für Fehlerlosigkeit noch die juristische Verantwortung oder irgendeine Haftung übernehmen. Verfasser und Verlag sind für Hinweise auf Fehler sowie für Verbesserungs- oder Ergänzungsvorschläge dankbar.

Inhalt

1. **Elektronenstrahl-Oszilloskop**

Blockschaltbild 8
Y-Eingangsstufe 10
Y-Verstärker 12
Ablenkgenerator 14
X-Verstärker 16
Sichtteil 18
Netzteil 20
Verdrahtungsschema 22

2. **Transistor-Millivoltmeter**

Blockschaltbild 24
Eingangsverstärker 28
Anzeigeverstärker 28

3. **Fet-Gleichspannungsvoltmeter**

Gesamtschaltung 30

4. **Sinus-RC-Generator**

Prinzip „Wien-Brücke“ 32
Prinzip „Überbrücktes-T-Glied“ 34
1-kHz-Generator 36
RC-Generator 10 Hz...0,1 MHz 38

5. **Rechteck/Sägezahngenerator**

Sägezahngenerator 42
Begrenzerstufe 44

6. **Impulsgenerator**

Gesamtschaltung 46

7. **Frequenzmeßgeräte**

Innenschaltung CA 3046 48
Gesamtschaltung 49

8. **RLC-Meßbrücke**

Prinzip R-Messung 52
Prinzip L-Messung 53
Prinzip C-Messung 54
RLC-Messung 55
1,6-kHz-Generator 57
RLC-Meßbrücke 58
Verstärker mit Anzeige 59

9. **Stabilisiertes Netzgerät 0...25 V/1 A**

Gesamtschaltung 62

10. **Kleinnetzteil mit elektronischer Sicherung**

Gesamtschaltung 64

11. **Stabilisierte 12-V-Spannungsquelle**

Gesamtschaltung 66

12. **Transistor-β-Tester**

β-Meßgerät 70
NPN-Tester 72
NPN-Tester mit direkter Anzeige 74

13. **RC-Dekaden**

10er Widerstandsdekade 76
9er Widerstandsdekade 78
9er Kapazitätsdekade 79

14. **Durchgangs-Prüfsummer**

Gesamtschaltung 80

15. **Elektronischer Schalter**

Blockschaltung 82
Gesamtschaltung 83

16. **Universalverstärker**

Gesamtschaltung 86
Komplementärverstärker 88

Obwohl der einschlägige Markt eine Vielzahl preiswerter Meß- und Prüfgeräte anbietet, bauen doch noch viele Amateure ihren Meßplatz selbst. Dabei spielt das „Sparen" meist die untergeordnete Rolle gegenüber dem Gefühl des „Gelungenseins".

Die vorliegenden Bauanleitungen sind so einfach wie möglich gehalten, um auch dem Newcomer die Chance zu bieten, sich in das Gebiet der Meßtechnik einzuarbeiten. Trotzdem sollte man ein wenig vorbelastet sein, mit dem Lötkolben umgehen können und über Grundkenntnisse der Halbleitertechnik verfügen.

Die Reihenfolge der Meßgeräte ist nicht willkürlich gewählt. So steht aus gutem Grund zu Beginn die ausführliche Beschreibung eines Klein-Oszilloskops mit 3-cm-Röhre. Wenn dieser Nachbau gelungen ist, wird die Realisation der folgenden Meßgeräte wesentlich einfacher sein. Ein weiterer Vorteil dieser Schaltungssammlung muß darin gesehen werden, daß nur wenige Halbleiter – und dann immer dieselben – Anwendung finden. Alle Geräte, mit Ausnahme des Oszilloskops, werden mit einer Spannung von +12 V betrieben. So kann man sich die Ausgabe für viele Netzteile sparen und die Meßgeräte aus einer gemeinsamen stabilisierten Spannungsquelle speisen.

Die Auswahl der passiven Bauelemente ist unkritisch. Wenn nichts anderes vermerkt ist, kommen für die Widerstände Ausführungen von 0,1–0,25 W, bei einer Genauigkeit von 5% infrage. Für Kondensatoren gilt eine Betriebsspannung von 63 V und für die Elkos 15/18 V.

1. Elektronenstrahl-Oszilloskop

Blockschaltbild

Das Oszilloskop ist eines der vielseitigsten Meßinstrumente überhaupt und sollte deshalb an keinem Meßplatz fehlen. Das im folgenden beschriebene Selbstbaugerät ist bewußt einfach konstruiert, um auch dem nicht so versierten Amateur den Nachbau zu erleichtern. Die Schaltungen sind vollkommen mit Transistoren bestückt, wobei auf Gleichspannungsmessung verzichtet wurde, da bei einem maximal nutzbaren Schirmdurchmesser von 27 mm sowieso keine exakten Ergebnisse zu erwarten sind.

Deshalb soll dieses kleine Gerät zur Sichtbarmachung von Wechselspannungen unbekannter Form, sowie für Frequenzvergleiche mittels Lissajous-Figuren dienen.

Vom Vertikaleingang gelangt das zu messende Signal auf den Eingangsabschwächer, dessen frequenzkompensierter Spannungsteiler die Meßspannung um die Faktoren 1:1, 1:10 oder 1:100 abschwächt. Der anschließende Y-Verstärker hebt dann das Signal soweit wieder an, daß der Elektronenstrahl über die gesamte Bildhöhe ausgelenkt wird. Mit einem Teil der vertikalen Ausgangsspannung wird der Ablenkgenerator synchronisiert. Die Sägezahnspannung kann abgeschaltet und dafür eine externe Frequenz auf den Sägezahngenerator gegeben werden. Dadurch lassen sich Frequenzvergleiche mittels Lissajous-Figuren durchführen, wobei auf eine interne Amplitudenregelung verzichtet wurde, da erfahrungsgemäß diese Spannung einem Generator entnommen wird, dessen Ausgangsspannung meist sowieso regelbar ist. Als Elektronenstrahlröhre kommen die Valvo-Typen D 3-11 (Heizstrom 300 mA) oder D 3-111 (92 mA) infrage.

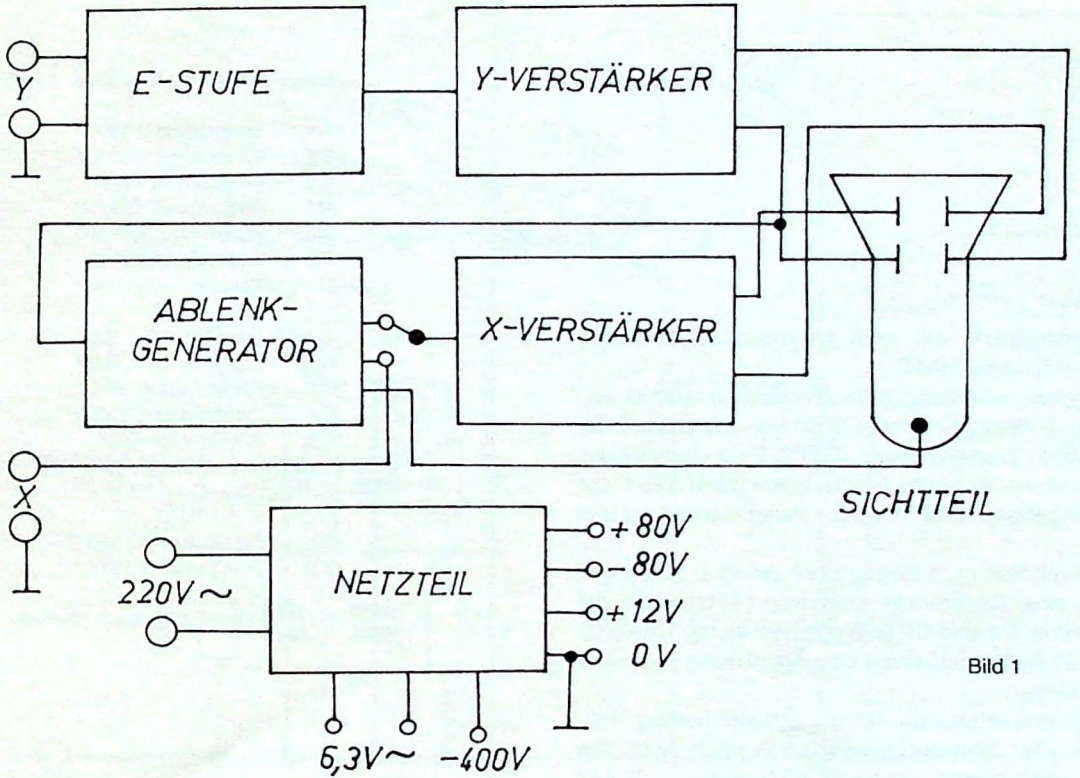

Y
E-STUFE
Y-VERSTÄRKER
ABLENK-
GENERATOR
X-VERSTÄRKER
X
SICHTTEIL
220V~
NETZTEIL
+80V
-80V
+12V
0V
6,3V~
-400V

Bild 1

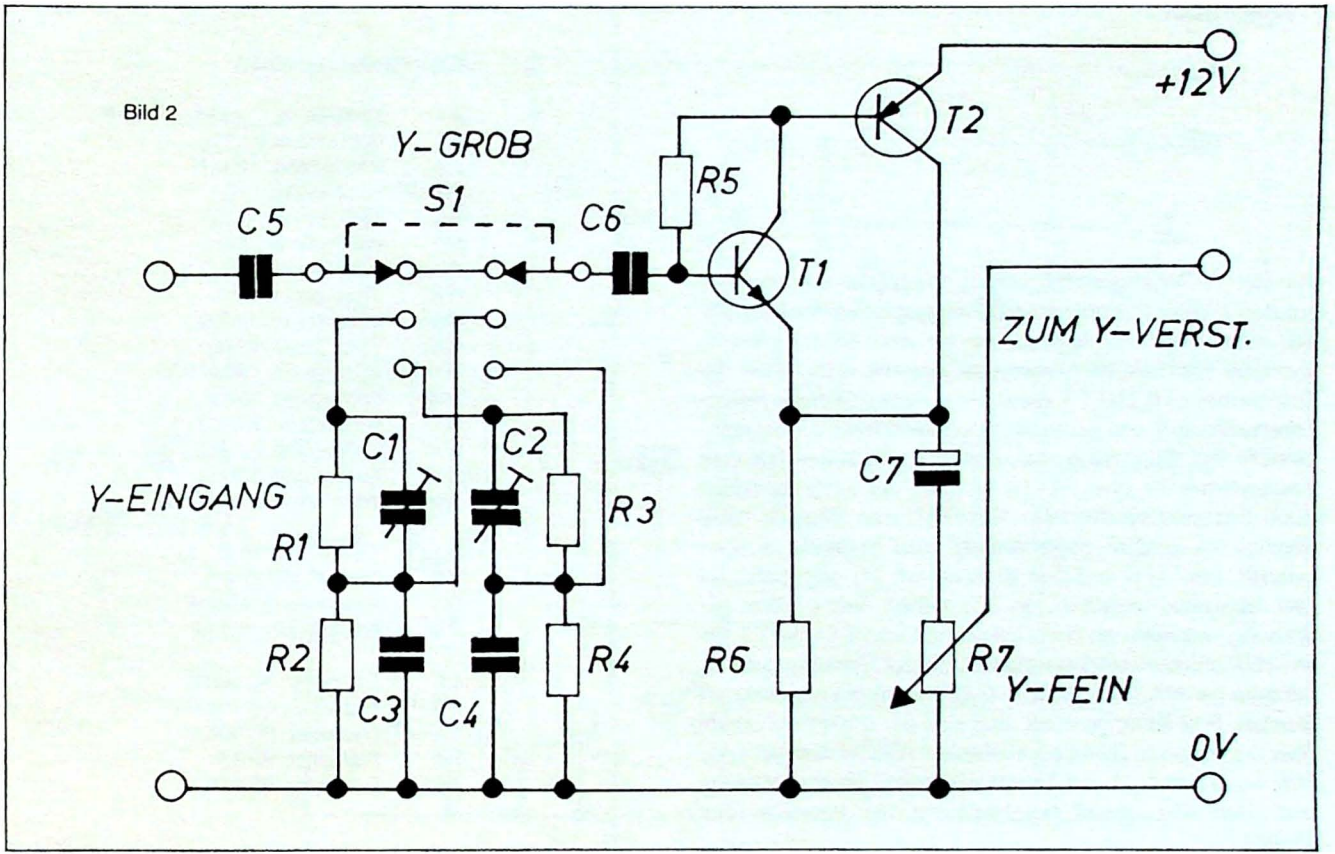
Y-Eingangsstufe

Die Y-Eingangsstufe mit dem frequenzkompensierten Spannungsteiler zeigt Bild 2.
Das Eingangssignal gelangt entweder direkt oder aber abgeschwächt über die Kondensatoren C5 und C6 auf die komplementäre Transistorstufe T1/T2. Eine Verstärkung erfolgt hier nicht, vielmehr wurde besonderer Wert auf großen Eingangs- und kleinen Ausgangswiderstand gelegt.
Der Eingangsteiler muß abgeglichen werden. Dies geschieht mit einer Rechteckfrequenz von 1 kHz, wobei die beiden Trimmer C1 und C2 so eingestellt werden, daß die „Dächer" der Rechtecke weder eine Absenkung noch eine Anhebung zeigen.
Die mit S1 einzustellende Abschwächung beträgt 1:10 bzw. 1:100. Der Spannungsteiler kann auch noch auf 1:1000 erweitert werden! (1 MΩ/1 kΩ/Trimmer...25 pF/2200 pF).

Einzelteilliste zu Bild 2:

R1	Widerstand, 1 MΩ
R2	Widerstand, 150 kΩ
R3	Widerstand, 1 MΩ
R4	Widerstand, 12 kΩ
R5	Widerstand, 2,2 MΩ
R6	Widerstand, 4,7 kΩ
R7	Potentiometer, 1 kΩ
C1	Trimmer, 1,5...8 pF
C2	Trimmer, 1,5...8 pF
C3	Kondensator, 25 pF
C4	Kondensator, 250 pF
C5	Kondensator, 1 µF
C6	Kondensator, 1 µF
C7	Elko, 47 µF/15 V
T1	Transistor, BC 108 C
T2	Transistor, BC 177
S1	Schalter, 3polig/2 Ebenen

Bild 2


+12V
T2
Y-GROB
S1
R5
C5
C6
T1
ZUM Y-VERST.
C1
C2
C7
Y-EINGANG
R3
R1
R2
R4
R6
R7
Y-FEIN
C3
C4
0V

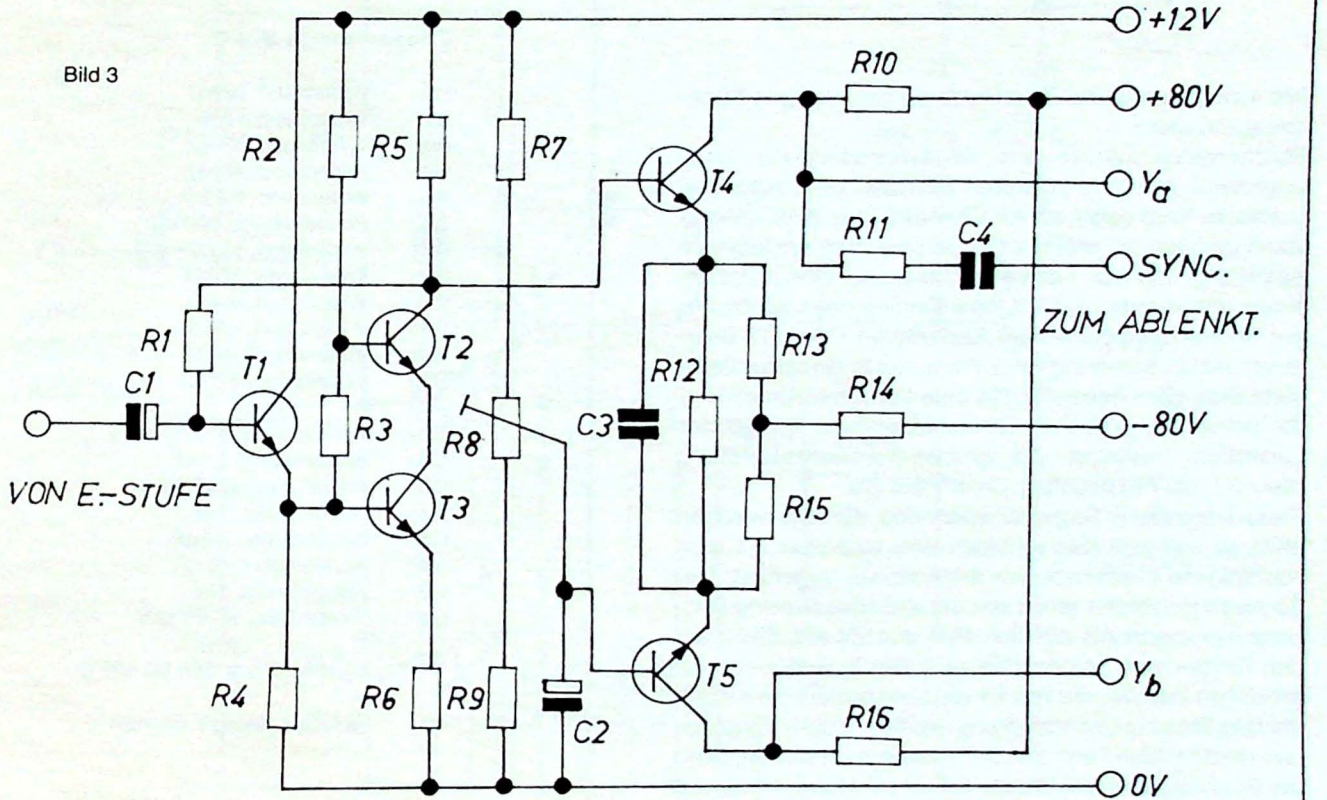
Y-Verstärker

Von der Y-Eingangsstufe gelangt das Signal nun über C1 auf den ersten Transistor. Der Eingang ist so hochohmig, daß eine optimale Anpassung an den relativ niederohmigen Y-Feinspannungsregler erreicht wird. Über die Transistoren T2 und T3, die in einer Kaskade zusammengeschaltet sind, wie sie auch Impulsverstärker verwenden, erreicht die Spannung nun den Endverstärker mit den Transistoren T4 und T5. T4 ist nicht nur End-, sondern auch Phasenumkehrstufe. Ein Teil des Signals wird nämlich im Emitter gegenphasig zum Kollektor ausgekoppelt, über R12 auf den Emitter von T5 gegeben und hier ebenfalls verstärkt. In T5 erfolgt keine Phasendrehung, weshalb an den Kollektoren von T4 und T5 ein um 180° phasenverschobenes Signal zur Verfügung steht, mit dem die Ablenkplatten der Bildröhre direkt angesteuert werden. R12 ist so gewählt, daß sich der Elektronenstrahl über die gesamte Bildhöhe auslenken läßt. Ist das nicht der Fall, kann hier auch ein Trimmwiderstand eingesetzt werden. Der Widerstand R8 bestimmt die Bildmitte des Strahls.

Einzelteilliste zu Bild 3:

R1	Widerstand, 2,2 MΩ
R2	Widerstand, 47 kΩ
R3	Widerstand, 1,2 kΩ
R4	Widerstand, 1 kΩ
R5	Widerstand, 1,2 kΩ
R6	Widerstand, 22 Ω
R7	Widerstand, 2,7 kΩ
R8	Trimmpoti, 5 kΩ
R9	Widerstand, 2,7 kΩ
R10	Widerstand, 10 kΩ
R11	Widerstand, 1 MΩ
R12	Widerstand, 330 Ω
R13	Widerstand, 3,3 kΩ
R14	Widerstand, 4,7 kΩ/1 W
R15	Widerstand, 3,3 kΩ
R16	Widerstand, 4,7 kΩ/1 W
C1	Tantal-Elko, 10 µF/15 V
C2	Elko, 47 µF/15 V
C3	Kondensator, 250 pF
C4	Kondensator, 0,1 µF
T1	Transistor, BC 108 C
T2	Transistor, BC 108 C
T3	Transistor, BC 108 C
T4	Transistor, BF 178
T5	Transistor, BF 178

Bild 3


+12V
R10
+80V
R2
R5
R7
T4
Ya
R11
C4
SYNC.
ZUM ABLENKT.
R1
T2
R13
C1
T1
R12
R14
R3
R8
C3
-80V
VON E.-STUFE
T3
R15
T5
Yb
R4
R6
R9
C2
R16
0V

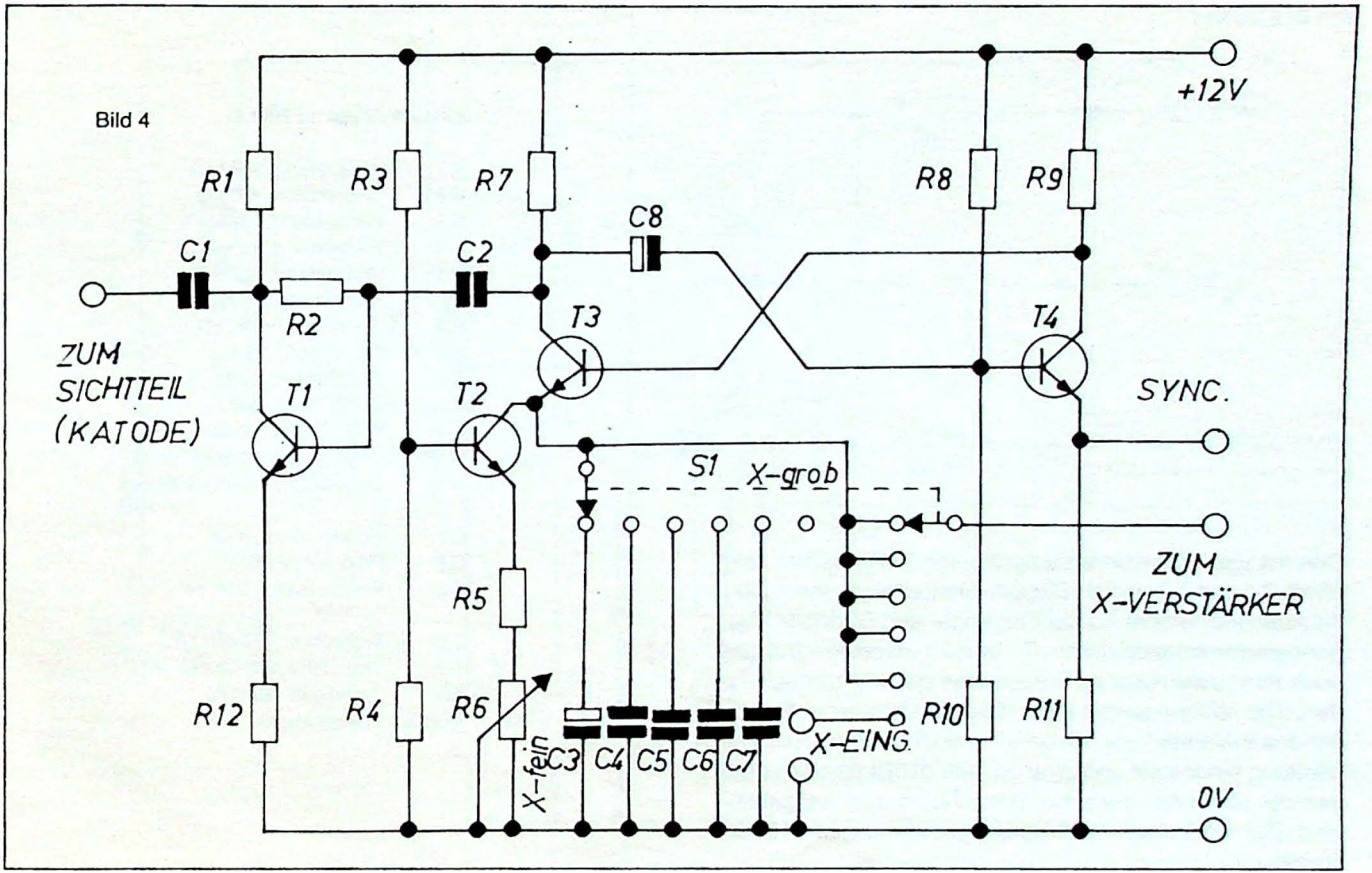
Ablenkgenerator

Bild 4 zeigt den für die Zeitablenkung notwendigen Sägezahngenerator.
Üblicherweise kommt eine Sägezahnspannung durch langsames Auf- und schnelles Entladen einer Kapazität zustande. Wird dabei ein Kondensator über einen Widerstand geladen, so entsteht eine exponentiell ansteigende Spannung, die zur Horizontalablenkung eines Oszilloskops ungeeignet ist. Die Linearisierung des Ladestroms der frequenzbestimmenden Kapazitäten C3...C7 übernimmt nun in Schaltung 4 der Transistor 2. An seiner Basis steht über dem Teiler R3/R4 eine konstante Spannung, die gemeinsam mit dem Emitterwiderstand R5/R6 den Ladestrom bestimmt. Zur groben Frequenzeinstellung dient S1, die Feinregelung übernimmt R6.
Diese linearisierte Sägezahnspannung, die sich zwischen etwa 10 und 200 kHz variieren läßt, wird über S1 dem nachfolgend beschriebenen X-Verstärker zugeführt. Der Sägezahngenerator erhält von der Y-Endstufe seine Synchronisierspannung, die über R11 und C4 aus Bild 3 auf den Emitter von T4 gegeben wird. Am Kollektor von T3 entstehen Impulse, die von T1 verstärkt und auf die Katode der Bildröhre zur Unterdrückung des Strahlrücklaufs gegeben werden. Man kann sich diese Stufe auch sparen, denn der Strahlrücklauf macht sich nur bei sehr langsamen und sehr hohen Ablenkgeschwindigkeiten störend bemerkbar.

Einzelteilliste zu Bild 4:

R1	Widerstand, 22 kΩ
R2	Widerstand, 1 MΩ
R3	Widerstand, 82 kΩ
R4	Widerstand, 82 kΩ
R5	Widerstand, 8,2 kΩ
R6	Potentiometer, 100 kΩ
R7	Widerstand, 100 Ω
R8	Widerstand, 47 kΩ
R9	Widerstand, 10 kΩ
R10	Widerstand, 3,9 kΩ
R11	Widerstand, 560 Ω
R12	Widerstand, 2,2 kΩ
C1	Kondensator, 0,1 µF/600 V
C2	Kondensator, 0,1 µF
C3	Tantal-Elko, 10 µF/12 V
C4	Kondensator, 1 µF
C5	Kondensator, 0,1 µF
C6	Kondensator, 10 nF
C7	Kondensator, 1 nF
C8	Tantal-Elko, 10 µF/12 V
T1, T2, T3, T4	Transistor, BC 108 C
S1	Schalter, 6polig/2 Ebenen

Bild 4


+12V
R1
R3
R7
R8
R9
C8
C1
C2
R2
T3
T4
ZUM
SICHTTEIL
(KATODE)
T1
T2
SYNC.
S1
X-grob
ZUM
X-VERSTÄRKER
R5
R12
R4
R6
R10
R11
X-fein
C3
C4
C5
C6
C7
X-EING.
0V

X-Verstärker

Den mit vier Transistoren aufgebauten X-Verstärker zeigt Bild 5. T1 und T2 sind als Doppel-Emitterfolger geschaltet, die auch hier wieder hohen Eingangs- und niedrigen Ausgangswiderstand bewirken. C1 ist mit 1 µF so gewählt, daß auch noch sehr niedrige Frequenzen gut übertragen werden. Die Wirkungsweise der Endtransistoren entspricht der des Y-Verstärkers. Mit dem Trimmpoti R8 wird die Verstärkung eingestellt und zwar so, daß der Elektronenstrahl gerade über die gesamte Bildschirmbreite ausgelenkt wird. Die Horizontalverschiebung kann man mit R6 einstellen.

Einzelteilliste zu Bild 5:

R1	Widerstand, 2,2 MΩ
R2	Widerstand, 4,7 kΩ
R3	Widerstand, 1 MΩ
R4	Widerstand, 10 kΩ
R5	Widerstand, 8,2 kΩ
R6	Trimmpoti, 2,5 kΩ
R7	Widerstand, 8,2 kΩ
R8	Trimmpoti, 2,5 kΩ
R9	Widerstand, 1 kΩ
R10	Widerstand, 1 kΩ
R11	Widerstand, 10 kΩ/1 W
R12	Widerstand, 10 kΩ/1 W
R13	Widerstand, 10 kΩ/1 W
C1	Kondensator, 1 µF
C2	Elko, 47 µF/15 V
C3	Kondensator, 250 pF
T1	Transistor, BC 108 C
T2	Transistor, BC 108 C
T3	Transistor, BF 178
T4	Transistor, BF 178

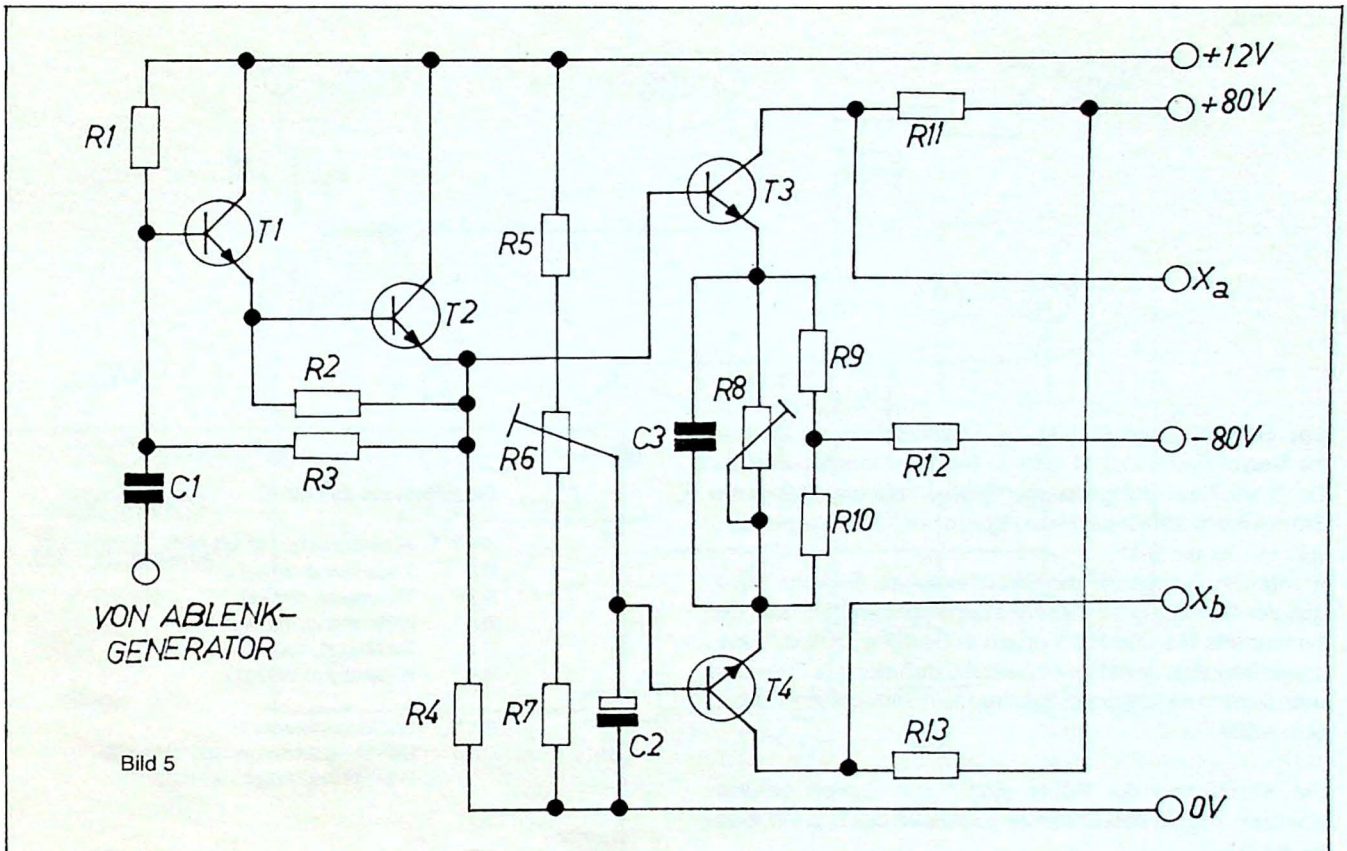

+12V
+80V
R1
R11
T1
T3
R5
Xa
T2
R9
R2
R8
C3
R6
-80V
R12
C1
R3
R10
VON ABLENK-
GENERATOR
Xb
T4
R4
R7
C2
R13
0V

Bild 5

Sichtteil

Das Sichtteil zeigt Bild 6. Als Oszilloskopröhre können die Valvo-Typen D 3-11 oder D 3-111 verwendet werden. Der Vorteil der letztgenannten Röhre liegt im niedrigeren Stromverbrauch für die Heizung von nur 92 mA gegenüber 300 mA für die 3-11.
R1 ist der Regler für die Strahlhelligkeit. Er kann mit S aus der Schaltung für das Netzteil kombiniert werden. Die Trimmpotis R3 und R5 werden in Stellung „X-ext.", also ohne Eingangssignal so eingestellt, daß sich ein Punkt auf dem Schirm ergibt, der möglichst klein und scharf zu sehen sein sollte.

Die Anschlüsse der Röhre sind durch Zahlen gekennzeichnet, die mit den Sockelanschlüssen der D 3-111 identisch sind.

Einzelteilliste zu Bild 6:

R1	Potentiometer, 10 kΩ
R2	Widerstand, 10 kΩ
R3	Trimmpoti, 100 kΩ
R4	Widerstand, 120 kΩ
R4	Trimmpoti, 100 kΩ
R6	Widerstand, 560 kΩ
Rö1	Oszillografenröhre D3-11 (Heizstrom 300 mA) oder D3-111 (Heizstrom 92 mA)

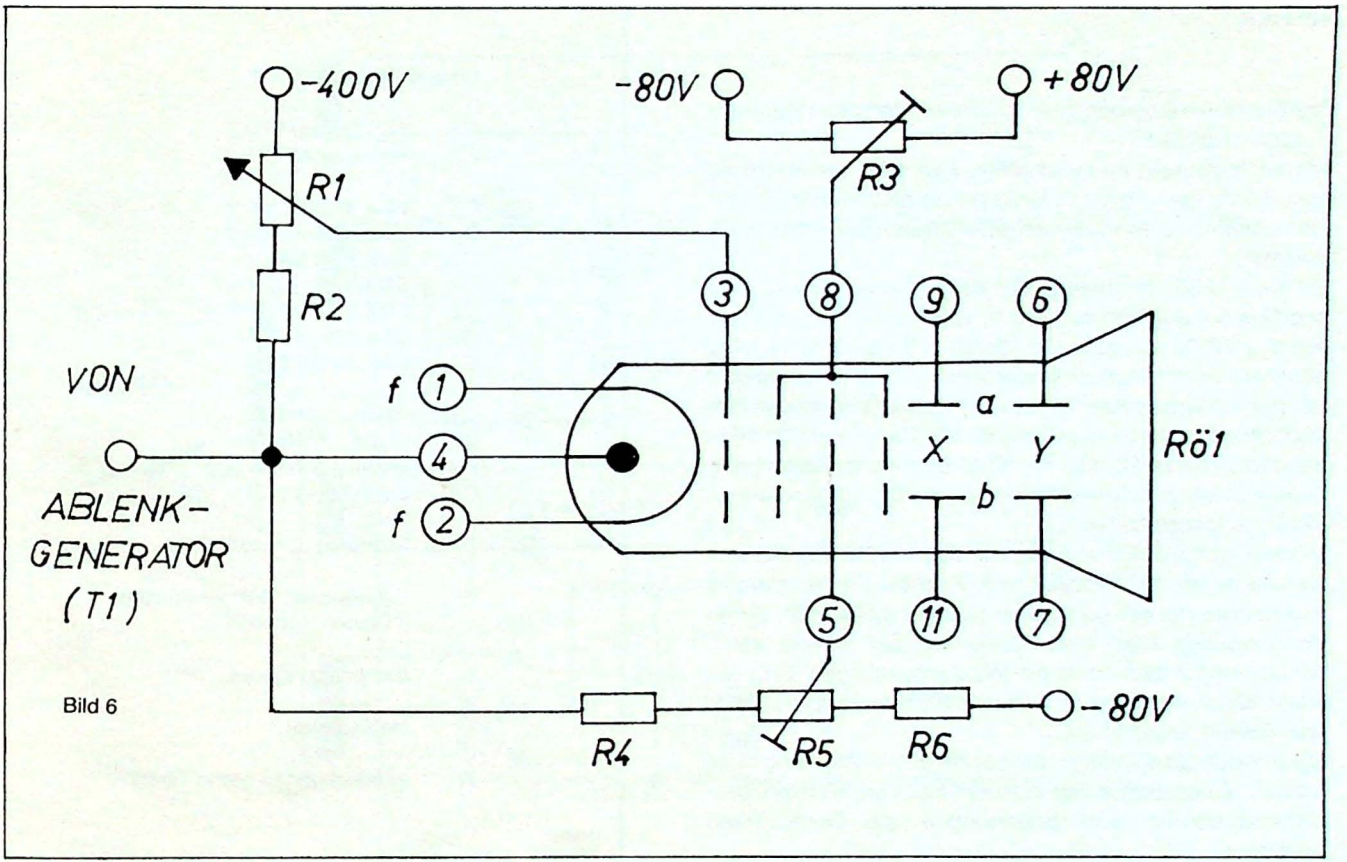

-400V
-80V
+80V
R1
R2
R3
VON
ABLENK-
GENERATOR
(T1)
f
f
a
b
X
Y
Röl
R4
R5
R6
-80V

Bild 6

Netzteil

Das Netzteil mit seinen verschiedenen Versorgungsspannungen zeigt Bild 7.
Am schwierigsten zu beschaffen wird wohl der Netztrafo sein. Wenn man ihn nicht fertig gewickelt von einer Trafo-Firma kaufen kann, muß man sich notgedrungen ans Werk machen:
Ein Kern M55, der bereits die 220-V-Netzwicklung, eine Anodenwicklung von ca. 250 V, sowie eine Heizwicklung von 6,3 V/300 mA aufweist, dürfte nicht allzu schwer zu beschaffen sein. Vorsichtig werden nun die Bleche entfernt bis man den losen Kern in Händen hat. Auf ihn werden nun 1000 Windungen (0,15 mm ∅) für die 70-V- und 200 Windungen (0,1 mm ∅) für die 15-V-Spannungsversorgung aufgewickelt. Anschließend werden die Bleche wieder vorsichtig eingeschachtelt.
Möchte man einen Trafo aus der eigenen Bastelkiste verwenden, geht man ähnlich vor. Zunächst mißt man die Anschlüsse mit der geringsten Spannungsabgabe, deren Windungszahl man nach Entfernen der Bleche zählt. Daraus ergibt sich dann die Windungszahl pro Volt. Die Drahtstärke allerdings muß man dann einer entsprechenden Tabelle entnehmen.
Die Windungszahlen sind bis auf die 6,3-V-Wicklung nicht kritisch. Zu empfehlen ist in jedem Fall eine leichte Überdimensionierung, was Spannungen und Drahtstärken betrifft.

Einzelteilliste zu Bild 7:

R1	Widerstand, 15 kΩ
R2	Widerstand, 1,2 kΩ
C1	Elko, 470 µF/100 V
C2	Elko, 470 µF/100 V
C3	Elko, 8 µF/350 V
C4	Elko, 4 µF/350 V
C5	Elko, 2500 µF/25 V
C6	Elko, 100 µF/25 V
C7	Elko, 100 µF/16 V
D1	Diode, 1 N 4007
D2	Diode, 1 N 4007
D3	Diode, 1 N 4007
D4	Z-Diode, 13 V, ZPY 13 o. ä.
T1	Transistor, 2 N 1613 o. ä.
Gl	Gleichrichter, B 30 C 100 oder 4 Dioden, 1 N 4003
Si	Sicherung, 100 mA
S	Netzschalter
Tr	Netztrafo, M 55 (siehe Text!)

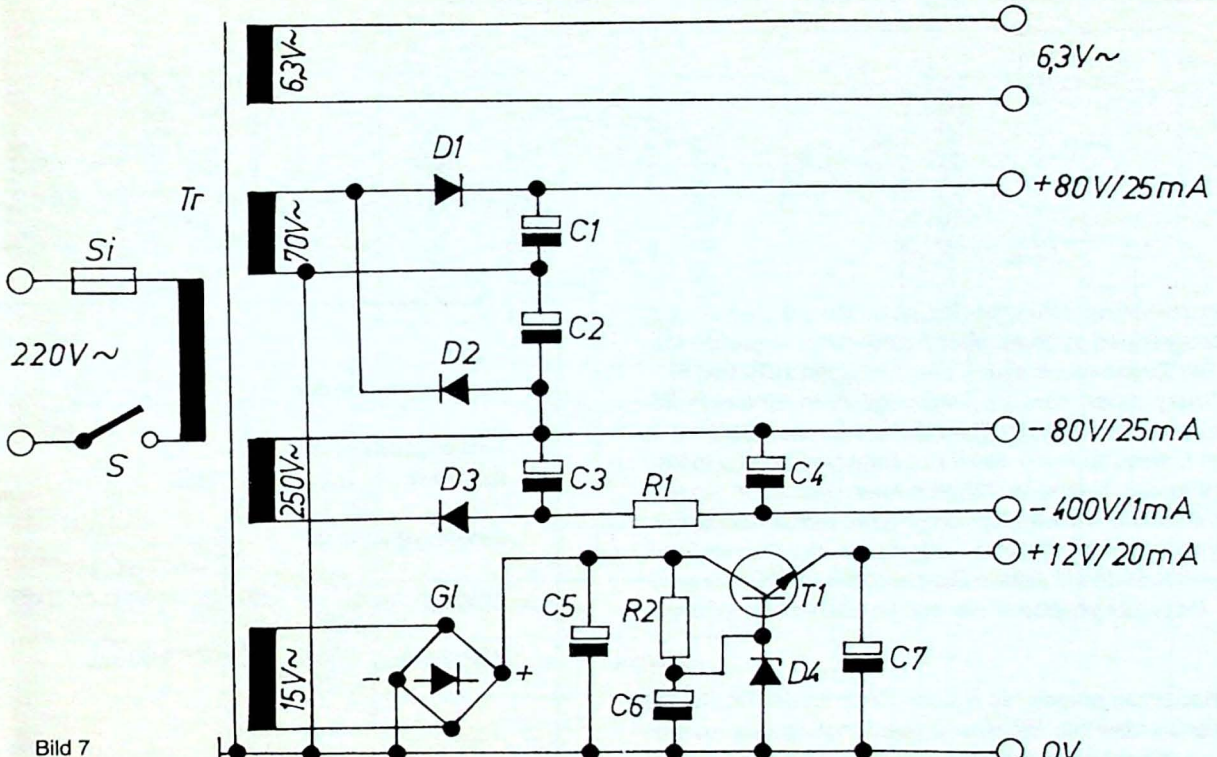

6,3V~
6,3V~
D1
Tr
+80V/25mA
70V~
C1
Si
C2
220V~
D2
- 80V/25mA
250V~
D3
C3
R1
C4
S
- 400V/1mA
+12V/20mA
Gl
C5
R2
T1
15V~
D4
C7
C6
0V

Bild 7

Verdrahtungsschema

Die einzelnen Schaltungen sind so ausgelegt, daß sie sich als Baugruppen in gedruckter Ausführung herstellen lassen. Die Zusammenstellung aller Einheiten zeigt Bild 8.
Die Baugruppen sind im Originalgerät in einem Profilgehäuse untergebracht. Ganz links sitzt die Bildröhre in einem Eisennippel von 100 mm Länge und 35 mm Innendurchmesser. Selbstverständlich kann man auch ein Mu-Abschirmblech verwenden, der Nippel jedoch ist billiger! Ganz rechts, also möglichst weit von der Bildröhre entfernt, ist der Netztrafo mit seinen Gleichrichtern und Elkos montiert. Dazwischen sitzen die elektronischen Schaltungsteile.

Alle Bedienungselemente wurden direkt an der Frontplatte montiert, wobei die Einzelteile des Eingangsspannungsteilers sowie die Kondensatoren des Ablenkteils direkt an den Lötfahnen der Stufenschalter angebracht wurden. Auf kurze Leitungsführung ist in jedem Fall zu achten!

Technische Daten

Eingangswiderstand bei 1 kHz	$\geqq 1$ MΩ
Eingangskapazität	< 50 pF
Frequenzgang	10 Hz ... 1 MHz ($\pm$ 3 dB)
Kippgerät	10 Hz ... 200 kHz

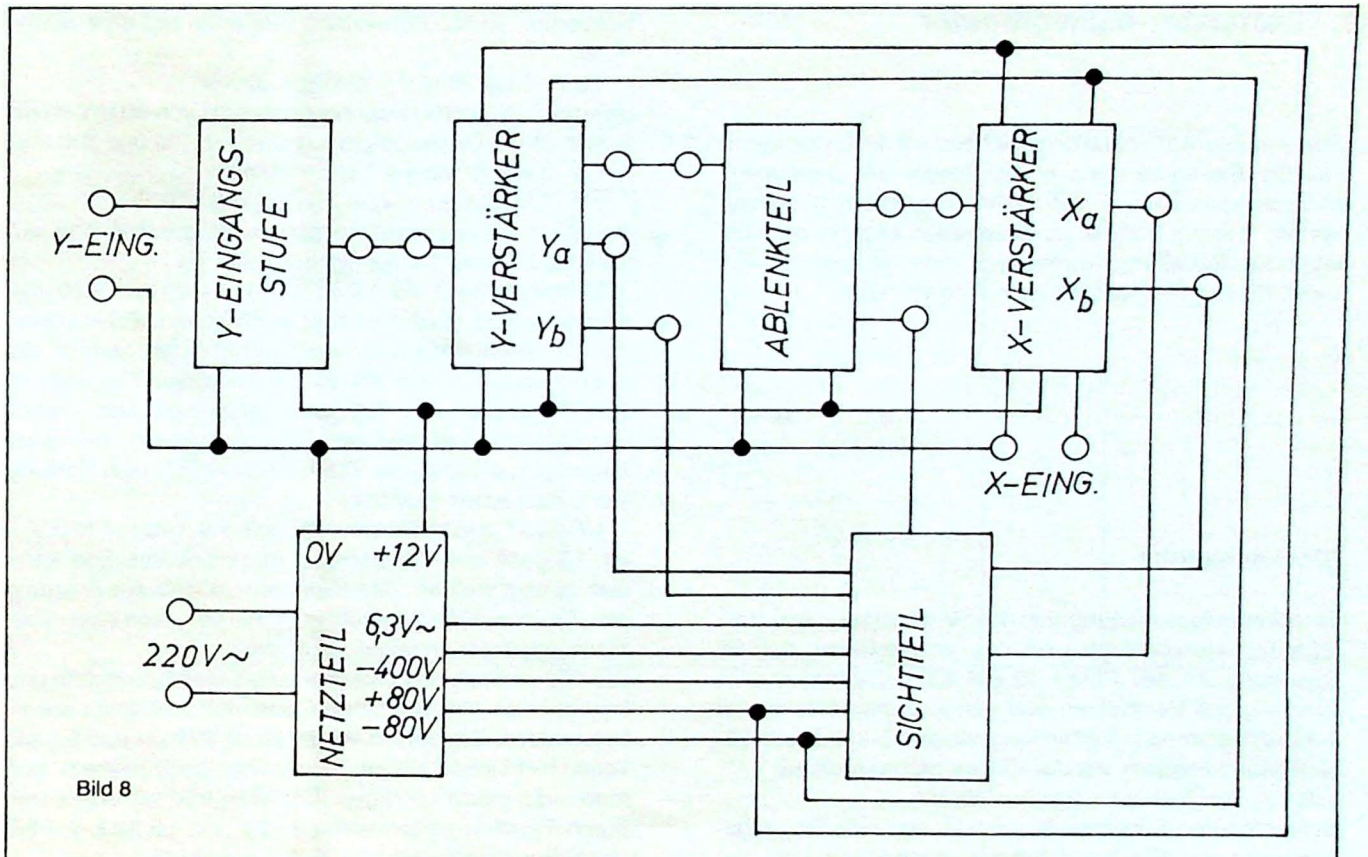

Y-EING.
Y-EINGANGS-STUFE
Y-VERSTÄRKER
Ya
Yb
ABLENKTEIL
X-VERSTÄRKER
Xa
Xb
X-EING.
0V
+12V
220V~
NETZTEIL
6,3V~
-400V
+80V
-80V
SICHTTEIL

Bild 8

2. Transistor-Millivoltmeter

Viele Amateure scheuen den Nachbau von Millivoltmetern, weil die Bauanleitungen in der Regel mit „krummen" Widerstandswerten in den Spannungsteilern ausgelegt werden, die nur schwer zu beschaffen sind. In der vorliegenden Schaltung wurde nach einer Möglichkeit gesucht, diesem Nachteil aus dem Weg zu gehen.

Blockschaltbild

Eine Eingangsspannung von 10 mV gelangt – vom Vorteiler unabgeschwächt – auf den Vorverstärker, der die Spannung um den Faktor 10 auf 100 mV verstärkt. Am Ausgang des Verstärkers wird nun im Zwischenteiler der 2-kΩ-Widerstand in Verbindung mit dem 3-kΩ-Abschlußwiderstand wirksam, der die 100 mV herunterteilt auf

$0{,}1\ V \cdot 3\ k\Omega : (3\ k\Omega + 2\ k\Omega) = 60\ mV.$

Beim nächsten Schaltschritt von S1b wird eine Eingangsspannung von 30 mV auf 300 mV verstärkt und vom nun wirksamen 12-kΩ-Widerstand wiederum auf eine Spannung

$0{,}3\ V \cdot 3\ k\Omega : (3\ k\Omega + 12\ k\Omega) = 60\ mV$

reduziert. Dieselbe Ausgangsspannung von 60 mV ergibt sich auch bei Eingangsspannungen von 100 und 300 mV.

$1\ V \cdot 3\ k\Omega : (3\ k\Omega + 47\ k\Omega) = 60\ mV$

$3\ V \cdot 3\ k\Omega : (3\ k\Omega + 47\ k\Omega + 100\ k\Omega) = 60\ mV.$

Bei einer Eingangsspannung von 1 V schaltet S1a auf Stellung 2. Diese 1 V werden zunächst auf

$10^3\,mV \cdot (9{,}9\ k\Omega + 0{,}1\ k\Omega) : (990\ k\Omega + 10\ k\Omega) = 10\ mV$

abgeschwächt. Nachdem aber im Zwischenteiler nun wieder der 2-kΩ-Widerstand eingeschaltet ist, verläuft die Spannungsteilung so, als ob am Verstärker-Eingang nur 10 mV stünden. Am Ausgang erscheinen also wieder 60 mV. Dieselben Verhältnisse ergeben sich bei einer Eingangsspannung von 100 V. Dann steht S1a in Stellung 3 und man erhält ebenfalls

$10^5\,mV \cdot 0{,}1\ k\Omega\ (990\ k\Omega + 9{,}9\ k\Omega + 0{,}1\ k\Omega) = 10\ mV$

am Eingang des Verstärkers. Zusammenfassend kann also gesagt werden, daß stets max. 60 mV am Ausgang des Zwischenteilers stehen – und die bewirken eben Vollausschlag beim Anzeigeinstrument.

Die Widerstände des Zwischenteilers sind Normwerte und können mit 1–2%iger Genauigkeit im Fachhandel erworben werden. Die beiden Widerstände 990 kΩ und 9,9 kΩ liegen nicht innerhalb der Normreihe. Doch deshalb muß man nicht gleich verzagen: Der Wert 990 kΩ ergibt sich durch Parallelschalten von 2,2 MΩ und 1,8 MΩ, 9,9 kΩ durch Parallelschalten von 22 kΩ und 18 kΩ.

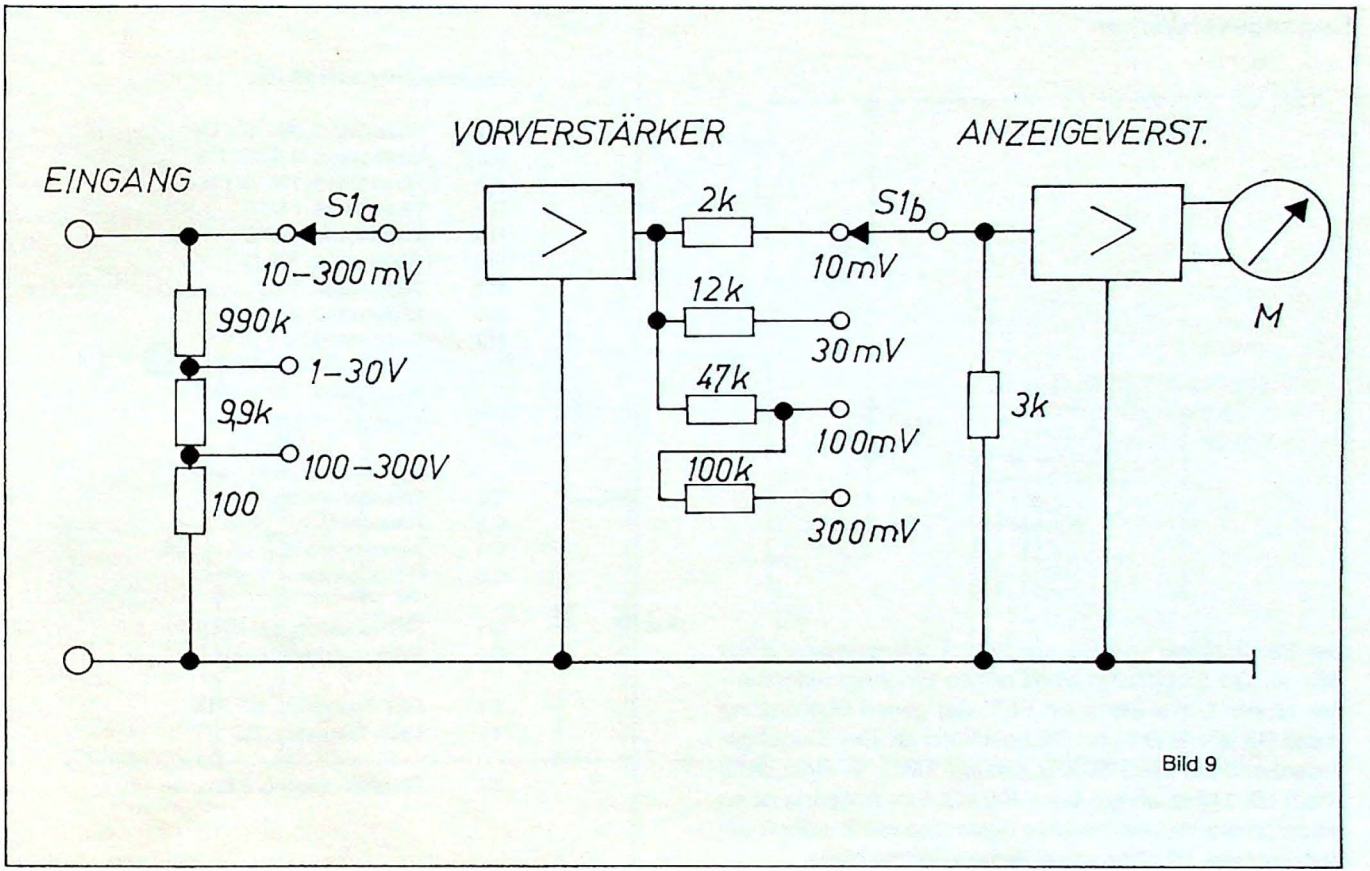

VORVERSTÄRKER
ANZEIGEVERST.
EINGANG
S1a
10–300 mV
990k
1–30V
9,9k
100–300V
100
2k
12k
47k
100k
S1b
10mV
30mV
100mV
300mV
3k
M

Bild 9

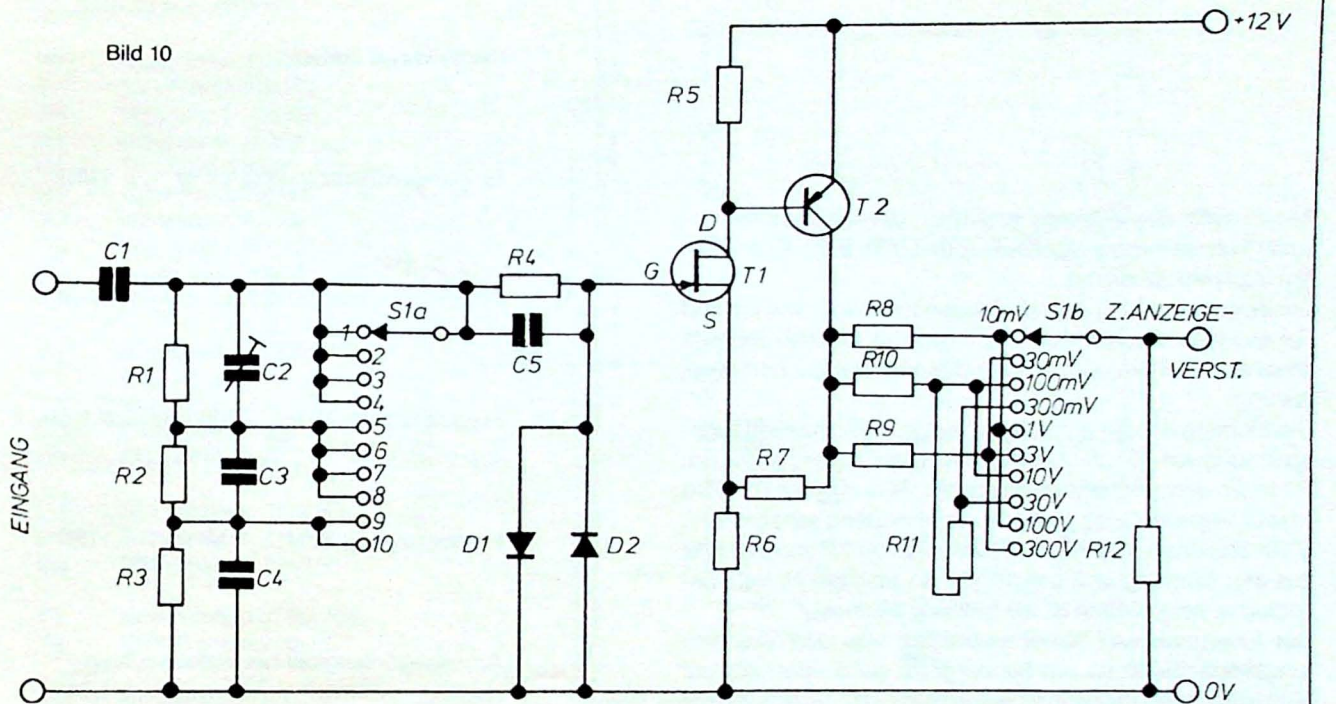
Eingangsverstärker

Die Beschaltung von S1 sowie den Vorverstärker zeigt Bild 10. Zur Erreichung eines hohen Eingangswiderstandes ist der 1. Transistor ein FET, der gegen Überlastung durch R4 sowie D1 und D2 geschützt ist. Der Eingangswiderstand bis etwa 50 kHz beträgt 1 MΩ, er sinkt dann linear bis 1 MHz ab auf etwa 100 kΩ. Der Ausgang ist so niederohmig, daß die höchste Belastung von 2 + 3 kΩ am Kollektor von T2 ohne wesentliche Wirkung bleibt.

Einzelteilliste zu Bild 10:

R1	Widerstand, 990 kΩ/1 %
R2	Widerstand, 9,9 kΩ/1 %
R3	Widerstand, 100 Ω/1 %
R4	Widerstand, 1 MΩ
R5	Widerstand, 560 Ω
R6	Widerstand, 100 Ω
R7	Widerstand, 1 kΩ
R8	Widerstand, 2 kΩ/1 %
R9	Widerstand, 12 kΩ/1 %
R10	Widerstand, 47 kΩ/1 %
R11	Widerstand, 100 kΩ/1 %
R12	Widerstand, 3 kΩ/1 %
C1	Kondensator, 0,47 µF/300 V
C2	Trimmer, 25 pF
C3	Kondensator, 1 nF
C4	Kondensator, 0,1 µF
C5	Kondensator, 4,7 nF
D1	Siliziumdiode, 1 N 914
D2	Siliziumdiode, 1 N 914
T1	FET-Transistor, BF 245
T2	PNP-Transistor, BC 177
S1	Schalter, 10polig/2 Ebenen

Bild 10


+12 V
R5
T 2
D
C1
R4
G
T1
S
S1a
R8
10mV
S1b
Z.ANZEIGE-
VERST.
R10
R1
C2
C5
30mV
100mV
300mV
1V
3V
10V
30V
100V
300V
R9
R7
R2
C3
D1
D2
R6
R11
R12
R3
C4
EINGANG
0V

Anzeigeverstärker

Bild 11 zeigt den Anzeigeverstärker, der mit komplementären Transistoren aufgebaut ist und sich auch für andere Anzeigezwecke eignet.
Die Gegenkopplung über die beiden Emitter, sowie C5 und R9 machen die Anzeige, vor allem im unteren Bereich linearer. D1 dient dem Schutz des Meßwerkes bei Überlastung.
Die Eichung ist sehr einfach. Zunächst wird eine Eingangsspannung von 10 mV und 1 kHz auf den Eingang gegeben, S1 in die erste Schaltstellung gebracht und M mit R5 (Bild 11) auf Vollausschlag geregelt. Anschließend schaltet man S1 in Stellung 1 V, gibt eine Spannung von 1 V und 500 kHz auf den Eingang und gleicht C2 so ab, daß M Vollausschlag anzeigt. Damit ist die Eichung beendet.
Der Frequenzgang hängt wesentlich von den Verdrahtungskapazitäten ab. Im Mustergerät wurde deshalb auf eine gedruckte Schaltung verzichtet, der Vorverstärker direkt an S1, der Anzeigeverstärker am Meßwerk M angelötet. Dadurch wurde ein linearer Frequenzgang bis 750 kHz, und bis 1 MHz mit nur 1 dB Abfall erreicht.

Technische Daten

Eingangswiderstand bei 1 kHz	$\geqq$ 1 MΩ
Eingangskapazität	$\leqq$ 30 pF
Frequenzgang 30 Hz ... 500 kHz	± 0,5 dB
Frequenzgang 10 Hz ... 1 MHz	± 1 dB
Anzeigegenauigkeit bei Vollausschlag	± 1,5%

Einzelteilliste zu Bild 11:

R 1	Widerstand, 270 kΩ
R 2	Widerstand, 270 kΩ
R 3	Widerstand, 330 kΩ
R 4	Widerstand, 10 kΩ
R 5	Trimmpoti, 200 Ω
R 6	Widerstand, 3,9 kΩ
R 7	Widerstand, 1,2 kΩ
R 8	Widerstand, 390 Ω
R 9	Widerstand, 100 Ω
R 10	Widerstand, 220 Ω
C 1	Kondensator, 0,47 µF
C 2	Elko, 47 µF/3 V
C 3	Elko, 47 µF/3 V
C 4	Elko, 1000 µF/6 V
C 5	Elko, 47 µF/3 V
D 1	Siliziumdiode, 1 N 914
D 2	Siliziumdiode, 1 N 914
D 3	Siliziumdiode, 1 N 914
T 1	NPN-Transistor, BC 108
T 2	PNP-Transistor, BC 177
M	Meßwerk, 100 µA

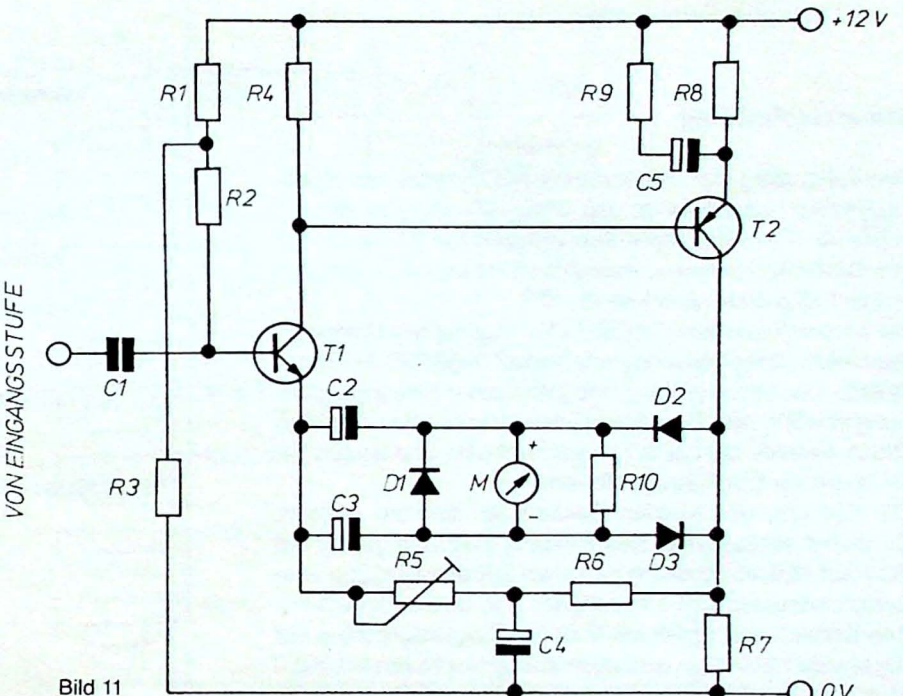


Bild 11

3. FET-Gleichspannungsvoltmeter

Gesamtschaltung

Ebenfalls völlig mit Widerstands-Normwerten im Spannungsteiler aufgebaut ist das Gleichspannungsvoltmeter in Bild 12. Man kann damit Spannungen von 0,5 bis 1000 V in 8 Bereichen messen, wobei der Eingangswiderstand in jedem Fall größer als 3 MΩ ist.
Die beiden Feldeffekt-Transistoren bilden einen Differenzverstärker, über dessen Drain-Anschlüssen das Meßwerk M liegt. Der Vollausschlag erfolgt bei einer Eingangsspannung von 500 mV. Zum Schutz des Instrumentes liegt eine Diode parallel, die bei 0,7 V durchschaltet und so das Instrument vor Überlastung sichert.
Die Eichung des kleinen Gerätes ist denkbar einfach: Zunächst schließt man den Eingang kurz und gleicht mit R 14 auf Null ab. Danach gibt man auf den Eingang eine Gleichspannung von 1 V, schaltet S in den entsprechenden Bereich und regelt mit R 13 den Zeigerausschlag auf die Marke 1 Volt. Nun wird noch einmal der Nullpunkt überprüft und evtl. korrigiert, danach sind dann alle Bereiche geeicht. Zur Vermeidung allzu häufiger Nullpunktdrift kann man die beiden Transistoren auf einem gemeinsamen Kühlblech montieren.

Technische Daten

Meßbereich	0,5 ... 1000 V in 8 Bereichen
Eingangswiderstand	> 3 MΩ
Anzeigegenauigkeit	± 1,5%
Stromverbrauch	3 mA

Einzelteilliste zu Bild 12:

R 1	Widerstand, 2,2 MΩ/1%
R 2	Widerstand, 10 MΩ/1%
R 3	Widerstand, 8,2 MΩ/1%
R 4	Widerstand, 1 MΩ/1%
R 5	Widerstand, 820 kΩ/1%
R 6	Widerstand, 100 kΩ/1%
R 7	Widerstand, 82 kΩ/1%
R 8	Widerstand, 10 kΩ/1%
R 9	Widerstand, 8,2 kΩ/1%
R 10	Widerstand, 1 MΩ
R 11	Widerstand, 5,1 kΩ
R 12	Widerstand, 5,1 kΩ
R 13	Trimmpoti, 5 kΩ
R 14	Potentiometer, 500 Ω
R 15	Widerstand, 1 kΩ
R 16	Widerstand, 3,3 MΩ
S	Schalter, 8polig
T 1	FET, BF 245
T 2	FET, BF 245
D 1	Diode, 1 N 914
M	Instrument, 200 µA

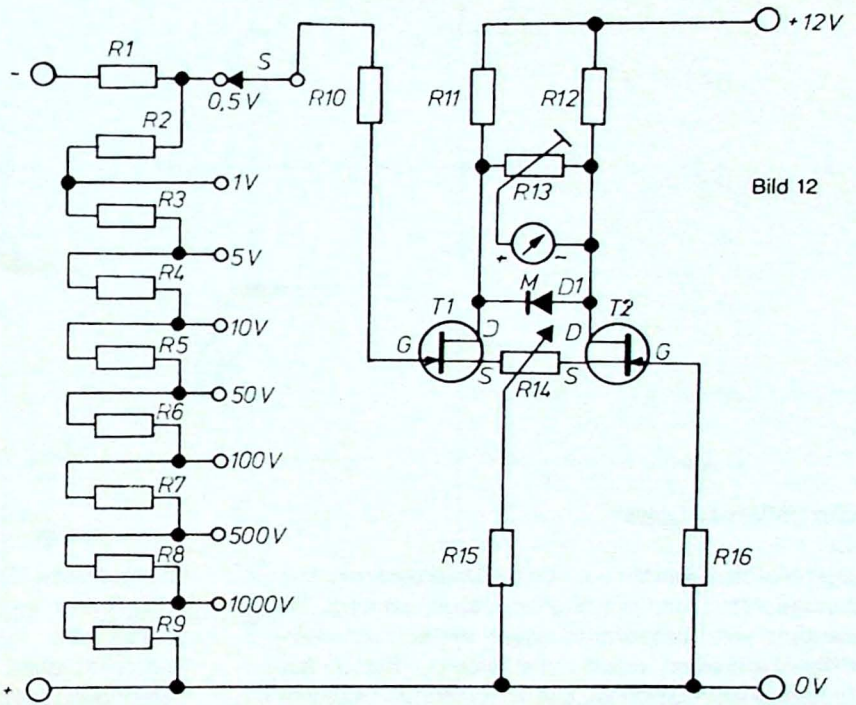


Bild 12

4. Sinus-RC-Generator

Prinzip „Wien-Brücke“

Sinusgeneratoren werden u. a. für die Untersuchung von Verstärkern, Filtern und akustischen Anlagen benötigt. Bei Verwendung von Transistoren lassen sie sich auf kleinstem Raum aufbauen, wobei meist auch der Betrieb aus Trockenbatterien möglich ist. Die im folgenden beschriebene Schaltung benutzt als phasendrehendes Netzwerk ein „Überbrücktes T-Glied“, das – obwohl selten angewandt – sehr gute Ergebnisse liefert.

Gebräuchliche RC-Generatoren verwenden meist eine Wien-Brücke als frequenzbestimmendes Netzwerk. Dabei gelangt eine Rückkopplungsspannung (RK) über das Serien-RC-Glied vom Ausgang auf den Eingang. Die Schwingung setzt dann ein, wenn die Phasenbedingung erfüllt ist, d. h. die Rückkopplung am größten ist. Die Gegenkopplungsspannung (GK) liegt in der Regel am Emitter des 1. Verstärkertransistors (Bild 13).

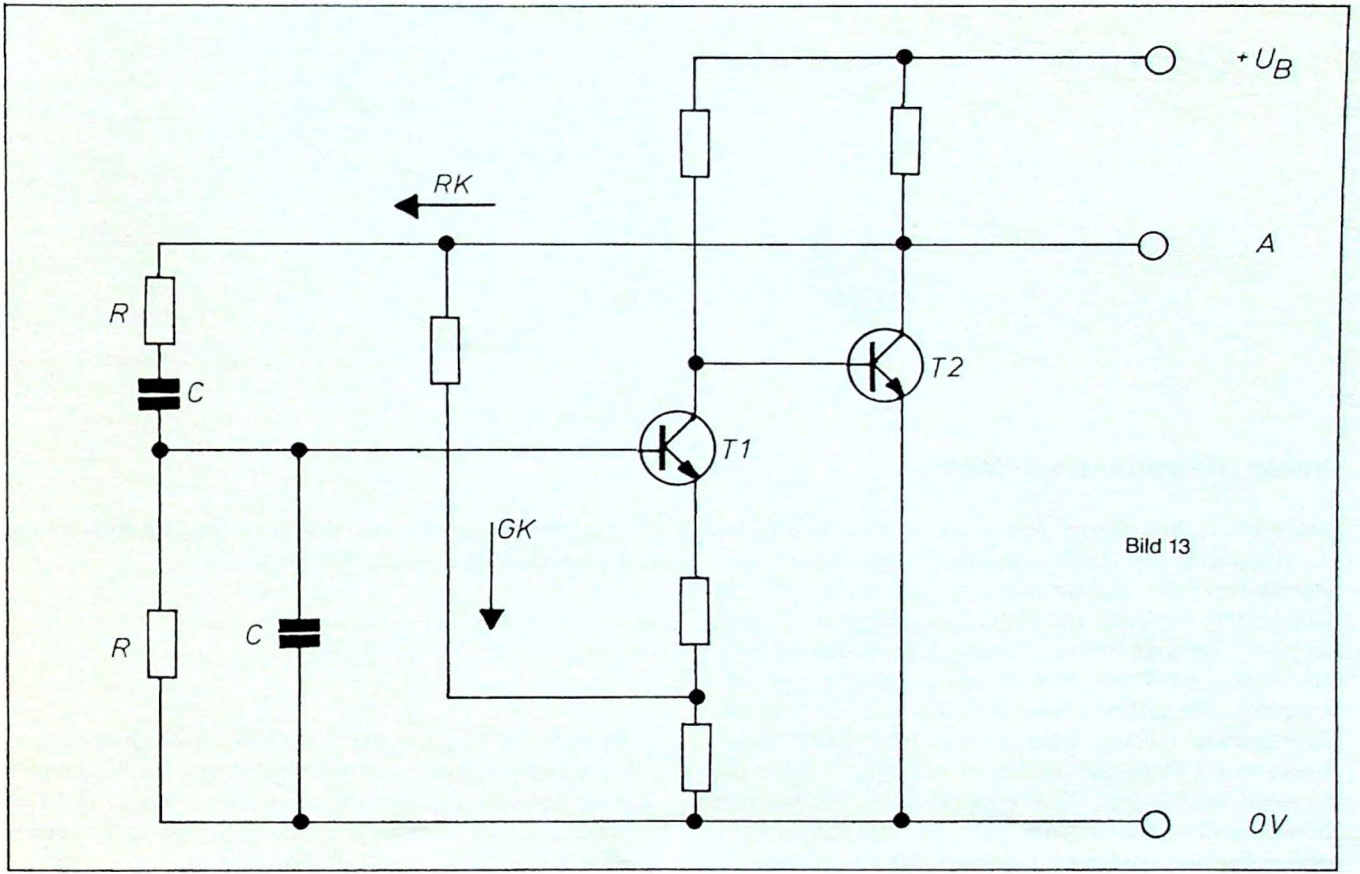


Bild 13

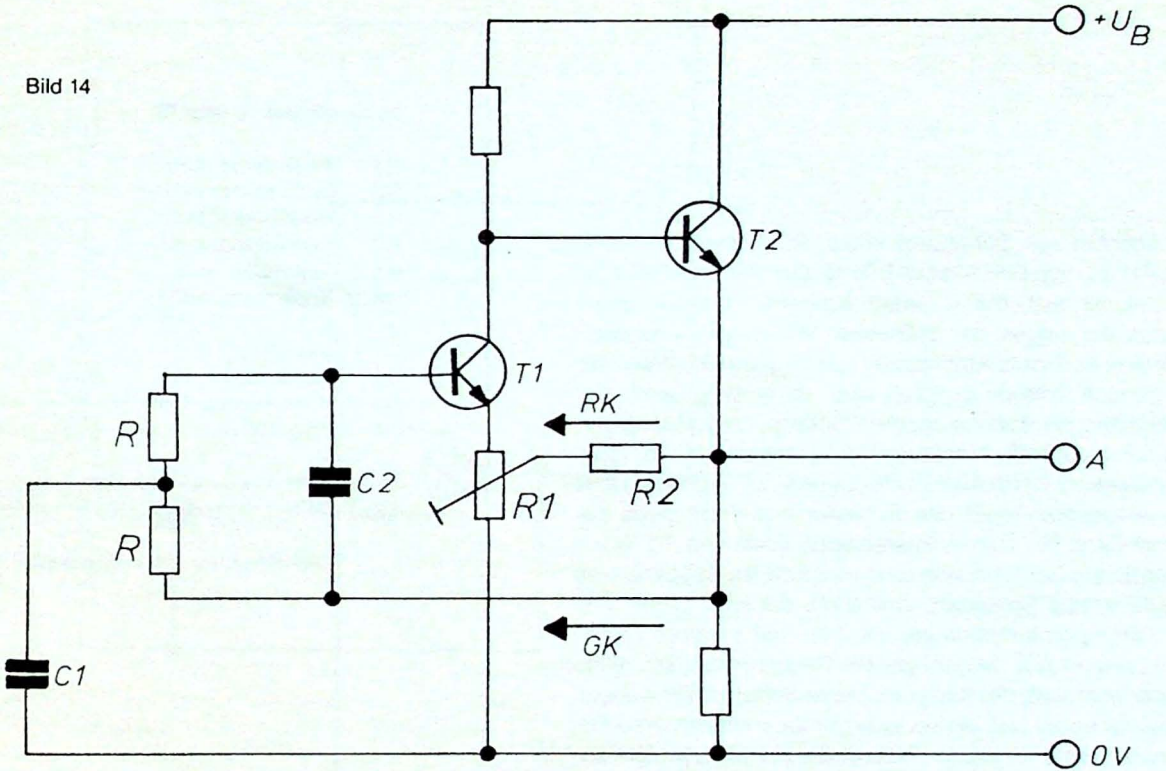
Prinzip „Überbrücktes-T-Glied“

Man kann dieses Prinzip aber auch umkehren und das RC-Glied so in den Gegenkopplungszweig legen, daß im allgemeinen die Gegenkopplung überwiegt und die Schwingung nur dann einsetzen kann, wenn die Gegenkopplung durch die Phasendrehung aufgehoben wird. Auf diese Weise erhält man eine frequenzunabhängige Rückkopplung. Als phasendrehendes Netzwerk kommt das „Überbrückte-T-Glied“ infrage, das in der geschilderten Weise in die Prinzipschaltung 14 einbezogen wird. Die frequenzunabhängige Rückkopplung führt über R 2 zum Emitter von T 1. Ihre Größe läßt sich am Trimmpoti R 1 einstellen. Die Gegenkopplung gelangt vom Emitter von T 2 über das Netzwerk an die Basis von T 1 und entfacht dort eine Schwingung mit der Frequenz

$$f = \frac{1}{2\,\pi\,R\sqrt{C\,1 \cdot C\,2}}\ \text{Hz}$$

Werden die Widerstände R mit Hilfe eines Doppelpotentiometers regelbar gemacht, so läßt sich die Frequenz in einem bestimmten Bereich stufenlos variieren. Allerdings muß dann aus bekannten Gründen eine automatische Amplitudenregelung vorgesehen werden.

Bild 14



1-kHz-Generator

Die vollständige Schaltung eines RC-Generators nach dem Prinzip von Bild 14 zeigt Bild 15. Der Widerstand R 2 in Bild 14 ist nun durch einen Kaltleiter (Glühbirnchen) ersetzt, der wegen der unlinearen Widerstandscharakteristik eine sehr gute Amplitudenregelung bewirkt. Wenn die Ausgangsamplitude zu groß wird, dann steigt auch der Widerstand der Lampe an, die Rückkopplung wird kleiner und damit auch die Amplitude der Wechselspannung. Das RC-Netzwerk ist für eine Festfrequenz von ungefähr 1 kHz ausgelegt. Man stellt den Schleifer des Trimmpotis zunächst ganz hin zum emitterseitigen Ende von T1. Nach Anlegen der Betriebsspannung wird sich am Ausgang eine impulsförmige Spannung einstellen, die sich, regelt man am Trimmpoti langsam zurück, bald auf saubere Sinusform bringen läßt. Je geringer die Rückkopplung ist, desto kleiner wird auch der Klirrgrad. Diese Schaltung ist äußerst schwingfreudig und eignet sich gut für weitere Versuche. So kann man z. B. andere Netzwerke als das gezeigte anschließen, ja, es genügt bereits ein einfaches T-Glied, um eine Schwingung zu erhalten.

Einzelteilliste zu Bild 15:

R1	Widerstand, 1 MΩ
R2	Widerstand, 1 kΩ
R3	Widerstand, 1 kΩ
R4	Widerstand, 1 kΩ
R5	Trimmpoti, 1 kΩ
R6	Widerstand, 560 Ω
C1	Elko, 10 µF
C2	Kondensator, 1 µF
C3	Kondensator, 33 nF
C4	Elko, 100 µF
T1	NPN-Transistor, BC 108
T2	NPN-Transistor, BC 108
L	Glühlämpchen, 24 V/20 mA (z. B. Taunuslicht)

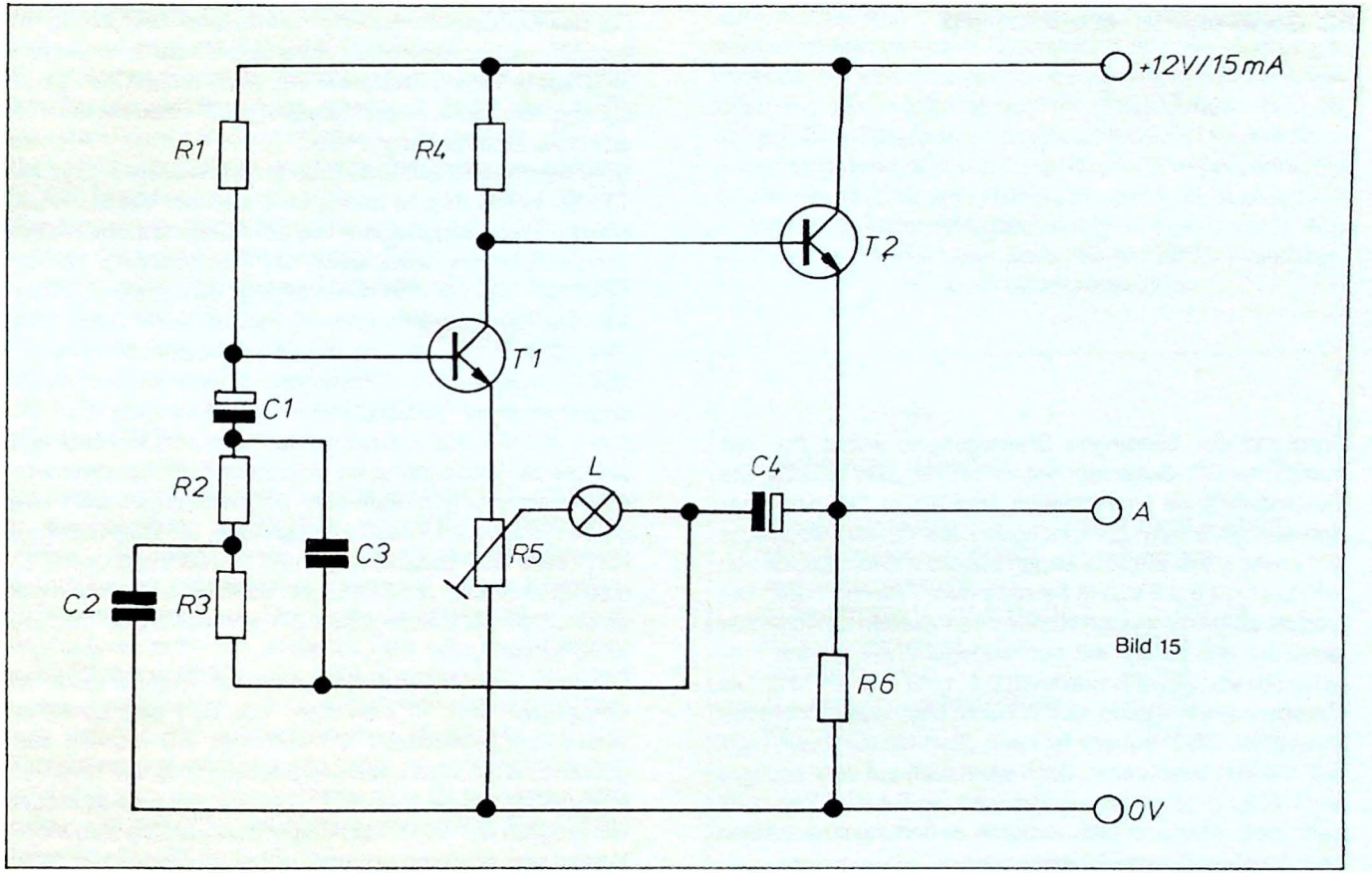


Bild 15

RC-Generator 10 Hz bis 100 kHz

Aufgrund der bisherigen Überlegungen wurde nun ein kompletter RC-Generator entworfen, den Bild 16 zeigt. Die Festwiderstände im Netzwerk sind einem Doppelpotentiometer gewichen. Zur Einengung des Variationsbereichs auf etwas mehr als 10:1 liegen jeweils 2 Widerstände von 800 Ω (1 kΩ II 3,9 kΩ) in Serie zu dem Potentiometer. Die frequenzbestimmenden Kapazitäten wurden umschaltbar gemacht und liefern mit den angegebenen Werten Frequenzen von (jeweils maximal) 0,1, 1, 10 und 100 kHz. Die Zwischenwerte lassen sich mit dem Doppelpotentiometer einstellen. Die Frequenz ist nach oben hin durchaus nicht auf 100 kHz beschränkt, doch dann muß auf sehr saubere Verdrahtung geachtet werden, weil die Parallel-Kapazität sehr klein wird und sich dadurch Schaltungskapazitäten bereits störend bemerkbar machen.

Für das Doppelpotentiometer wurde eine Ausführung mit logarithmischer Kennlinie verwendet. Dadurch ergibt sich zwar keine lineare Skalenteilung, doch entfällt die „Quetschung" der Skala zu den oberen Frequenzen hin bei Verwendung eines linearen Potis.

Sehr wichtig ist die Größe des Kollektorwiderstandes von T1. Es wurde bereits ausgeführt, daß bei starker Rückkopplung eine Impulsspannung am Ausgang steht, die erst dann sinusförmig wird, wenn die Rückkopplung zurückgeht. Bei falscher Dimensionierung des Kollektorwiderstandes kann es vorkommen, daß die eine Spitze des Sinus bereits „sauber" ist, die andere aber noch nicht und man deswegen die Rückkopplung sehr weit, vielleicht sogar unter die Schwinggrenze zurücknehmen muß. Mit 330 + 390 Ω ist der Kollektorwiderstand jetzt so ausgelegt, daß die Sinusspannung im Übersteuerungsfall symmetrische Verzerrungen aufweist. Dadurch ergibt sich eine große Reserve an Ausgangsspannung, die Rückkopplung kann sehr weit zurückgenommen werden und damit erniedrigt sich auch der Klirrfaktor. Stellt man das Trimmpoti so ein, daß am Emitter von T2 1,5 V stehen, so liegt der Klirrgrad weit unter 1%.

Die Ausgangsamplitude läßt sich am Potentiometer im Emitterkreis von T2 einstellen. Von dort gelangt sie an einen komplementären Emitterfolger mit hohem Eingangs- und niedrigem Ausgangswiderstand. Auf eine Verstärkerstufe wurde verzichtet, um den Klirrgrad so niedrig wie möglich zu halten. Die Ausgangsspannung wird einem Kettenteiler entnommen, der Grobabstufungen um 20 dB

ermöglicht (1,5 V, 150 mV, 15 mV), und als Quelle einen Widerstandswert von rund 200 Ω aufweist.
Mit dieser Auslegung der Endstufe mußte ein Kompromiß geschlossen werden, denn einerseits sollte der Quellwiderstand relativ niederohmig sein, zum anderen aber die Gesamtstromaufnahme nicht ins Unermeßliche steigen. Bei 200 Ω und einem Stromverbrauch der Endstufe von 43 mA konnten beide Forderungen gerade noch erfüllt werden. Da beinahe der gesamte Endstufenstrom durch T 4 fließt, sollte man diesen Transistor mit einem kleinen Kühlstern versehen. Wird der Ausgangswiderstand etwas höher ausgelegt, so läßt sich die Stromaufnahme natürlich drücken. Die nächstgünstigsten Widerstandswerte, die innerhalb der Normreihe liegen, wären 560 Ω, 620 Ω und 5,1 kΩ.

Vor allem im niedrigsten Frequenzbereich (10...100 Hz) ist die Schaltung empfindlich gegenüber Spannungsstößen. Sie sollte daher aus einem gut stabilisierten Netzteil mit niedrigem Innenwiderstand versorgt werden. Wenn das Gerät aus Trockenbatterien betrieben wird, empfiehlt es sich, die gesamte Endstufe wegzulassen. Man legt dann einfach einen Elko von 500 µF zwischen Ausgang und den Schleifer des Potentiometers im Emitterkreis von T2. Bei voll aufgedrehter Amplitude liegt der Widerstand, mit dem der Ausgang belastet werden darf ohne daß sich dadurch Verzerrungen im Generator einstellen, mit 390 Ω immer noch relativ niedrig. Die Stromaufnahme beträgt dann 17 mA.

Zum Aufbau wurde bereits das Wesentliche gesagt. Die frequenzbestimmenden Kapazitäten und die Ausgangswiderstände werden direkt an den Stufenschaltern angelötet und mit möglichst kurzen Verbindungen mit der übrigen Schaltung zusammengeschlossen. Um das Doppelpotentiometer wird die Frequenzskala angebracht, die am besten mit Hilfe eines Vergleichsgenerators zu eichen ist. Wenn die frequenzbestimmenden Kondensatoren eng toleriert sind, decken sich auch die einzelnen Frequenzpunkte bei wechselnden Frequenzbereichen.

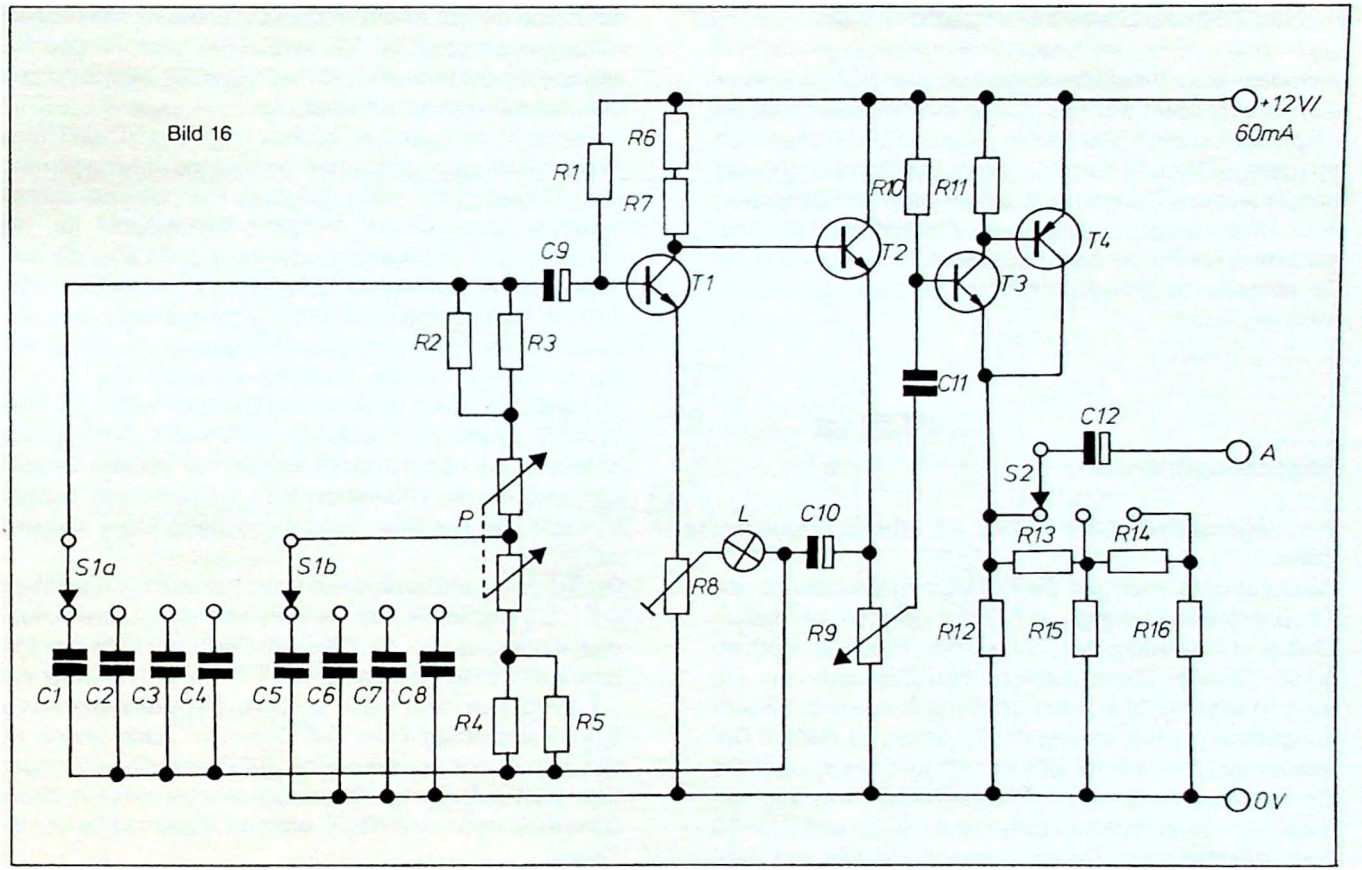
Technische Daten:

Frequenzumfang	10 Hz...100 kHz in 4 Stufen
Max. Ausgangsspannung	1,5 V eff.
Amplitudenabweichung zwischen 10 Hz und 100 kHz	≦ ± 0,5 dB
Betriebsspannung	12 V ± 10%
Stromaufnahme	60 mA
Zul. Umgebungstemperatur	< 65 °C
Klirrfaktor bei 1 kHz	< 0,3%

Einzelteilliste zu Bild 16:

R1	Widerstand, 1 MΩ	C1	Kondensator, 0,33 µF
R2	Widerstand, 1 kΩ	C2	Kondensator, 33 nF
R3	Widerstand, 3,9 kΩ	C3	Kondensator, 3,3 nF
R4	Widerstand, 1 kΩ	C4	Kondensator, 330 pF
R5	Widerstand, 3,9 kΩ	C5	Kondensator, 1 µF
R6	Widerstand, 330 Ω	C6	Kondensator, 1 µF
R7	Widerstand, 390 Ω	C7	Kondensator, 0,1 µF
R8	Trimmpoti, 1 kΩ	C8	Kondensator, 10 nF
R9	Potentiometer, 500 Ω	C9	Elko, 10 µF
R10	Widerstand, 1 MΩ	C10	Elko, 2500 µF
R11	Widerstand, 1 kΩ	C11	Kondensator, 0,1 µF
R12	Widerstand, 220 Ω	C12	Elko, 500 µF
R13	Widerstand, 2 kΩ		
R14	Widerstand, 2 kΩ	P	Doppelpoti, 2 x 10 kΩ/log
R15	Widerstand, 240 Ω		
R16	Widerstand, 220 Ω		
		S1	Schalter, 4polig/2 Ebenen
T1	NPN-Transistor, BC 108	S2	Schalter, 3polig
T2	NPN-Transistor, BC 108		
T3	NPN-Transistor, BC 108		
T4	PNP-Transistor, BC 177	L	Glühlämpchen, 24 V/20 mA (z. B. Taunuslicht)

Bild 16


+12V/
60mA
R1
R6
R7
C9
T1
T2
T3
T4
R10
R11
R2
R3
C11
C12
A
S2
P
L
C10
S1a
S1b
R8
R13
R14
R9
R12
R15
R16
C1
C2
C3
C4
C5
C6
C7
C8
R4
R5
0V

5. Rechteck/Sägezahngenerator

Nach dem Sinusgenerator sollen nun zwei Impulsgeneratoren beschrieben werden. Zuerst ein Sägezahn/Rechteckgenerator, der in vier Stufen grob und fein Frequenzen zwischen 10 Hz und 100 kHz liefert. Die Schaltung selbst besteht aus drei Baugruppen: einem Sägezahngenerator, einer Begrenzerstufe und einem Emitterfolger, an dem wahlweise Rechteck- oder Sägezahnform ansteht und der die eingestellte Schwingungsform niederohmig an den Ausgang liefert.

Sägezahngenerator

Der Sägezahngenerator in Bild 17 arbeitet folgendermaßen:
Zunächst denkt man sich die Kollektor-Emitterstrecke von T3 überbrückt. Solange C2 nicht geladen ist, haben Emitter und Kollektor von T2 dasselbe Potential, weshalb durch T2 kein Strom fließen kann. Lädt sich nun C2 auf und wird die Spannung an ihm größer als der Spannungsabfall an R3, so beginnt T2 Strom zu ziehen. Der Spannungsabfall an R4 erhöht sich und macht über C1 die Basisspannung von T1 negativer. Daraus folgt ein noch geringerer Spannungsabfall an R3, wodurch T2 noch leitender wird. Dieser Vorgang vollzieht sich sehr rasch und die Schaltung kippt in die andere Lage bis zum völligen Kurzschluß an T2, so daß C2 über T2 und R4 schlagartig entladen wird. Danach schließt T2 wieder und C2 kann sich erneut aufladen.
Vereinfacht ausgedrückt könnte man sagen, daß eine Kapazität langsam über einen Widerstand aufgeladen und nach Überschreiten eines gewissen Punktes sehr schnell entladen wird. Dieser Vorgang ist typisch für die Entstehung einer Sägezahnschwingung. Da aber die Aufladung des Kondensators nicht mit konstantem Strom geschieht, kommt eine exponentiell ansteigende Flanke zustande. Diese Tatsache ist für Meßzwecke unerwünscht.
Zur Linearisierung des Ladestromes dient nun T3. An seiner Basis steht eine konstante Spannung, die vom Spannungsteiler R7/R8 hervorgerufen wird. Der Strom im Kollektorkreis von T3 bleibt wegen der starken Gegenkopplung, die der Widerstand R5 + R6 hervorruft, nahezu konstant und C2 wird dementsprechend linear aufgeladen.
Die Frequenz wird grob durch Umschalten der Kapazitäten C2...C5 eingestellt. Die Feinregelung erfolgt durch Ladestromänderung von T3. Dies geschieht mit Hilfe des Potentiometers R6. Am Emitter von T2 bzw. am Kollektor von T3 steht nun eine sehr saubere Sägezahnspannung. Selbstverständlich kann der Generator auch alleine für sich verwendet werden, wenn auf Rechteckspannungen kein Wert gelegt wird. Überhaupt lassen sich mit dieser Schaltung noch eine Reihe weiterer Experimente durchführen.

So ist z.B. der Frequenzgang nach oben durchaus nicht auf 100 kHz beschränkt. Ein weiterer Kondensator mit 1 nF bringt noch spielend 1 MHz hervor, ohne daß die Kurvenform wesentlich leidet. Dann lassen sich an den Emittern und Kollektoren von T1 und T2 steilflankige positive und negative Impulse entnehmen und zum Schluß sei erwähnt, daß der Sägezahngenerator an der Basis von T1 getriggert werden kann.

Einzelteilliste zu Bild 17:

R1	Widerstand, 470 kΩ
R2	Widerstand, 560 Ω
R3	Widerstand, 1 kΩ
R4	Widerstand, 100 Ω
R5	Widerstand, 680 Ω
R6	Potentiometer, 10 kΩ
R7	Widerstand, 22 kΩ
R8	Widerstand, 10 kΩ
C1	Kondensator, 2,2 µF
C2	Kondensator, 10 µF
C3	Kondensator, 1 µF (für C1 ... C3 auch Tantal-Elkos möglich; + an S)
C4	Kondensator, 0,1 µF
C5	Kondensator, 10 nF
S	Schalter, 4polig
T1	NPN-Transistor, BC 108
T2	NPN-Transistor, BC 108
T3	NPN-Transistor, BC 108

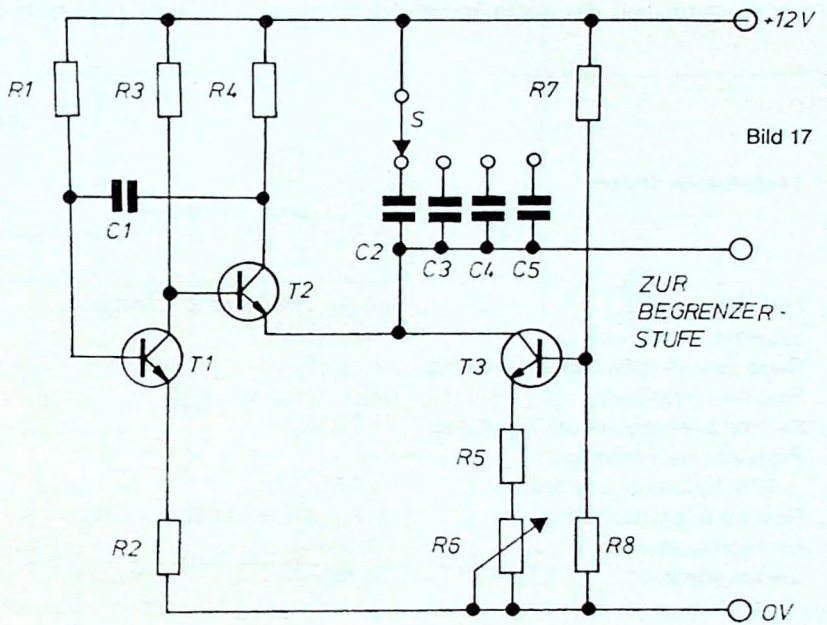


Bild 17

Begrenzerstufe

Bild 18 zeigt die Begrenzerstufe, die den Sägezahn in ein Rechteck umwandelt. Mit dem Potentiometer R1 wird das Tastverhältnis des Rechtecks eingestellt, das sich etwa von 4:1 bis 1:4 variieren läßt. Dieser Regler sollte von außen einstellbar sein, weil sich im höchsten Frequenzbereich das Tastverhältnis ein wenig ändert. Mit S1 wird die gewünschte Ausgangsspannungsform gewählt, die an den Emitterfolger T4 gelangt.

Der Ausgang darf mit min. 5 kΩ belastet werden. Wird ein noch niedrigerer Ausgangswiderstand gewünscht, so kann der Verstärker Bild 41 benutzt werden.

Technische Daten

Frequenzbereich	10 Hz ... 100 kHz in 4 Stufen
Sägezahnamplitude	max. 1,5 Vss
Sägezahn-Amplitudenabweichung	± 1,5 dB
Rechteckamplitude	max. 4 Vss
Rechteck-Amplitudenabweichung	± 0,5 V
Frequenzänderung bei ± 10% Spannungsänderung	± 0,5%
Rechteck-Tastverhältnis	1:4 ... 4:1 (einstellbar mit R1)
Betriebsspannung	12 V
Stromverbrauch	35 mA

Einzelteilliste zu Bild 18:

R1	Potentiometer, 1 MΩ
R2	Widerstand, 22 kΩ
R3	Widerstand, 220 Ω
R4	Widerstand, 560 Ω
R5	Widerstand, 1,2 kΩ
R6	Potentiometer, 1 kΩ
C1	Elko, 2500 µF
C2	Elko, 1000 µF
S	Umschalter
T1	NPN-Transistor, BC 108
T2	NPN-Transistor, BC 108
T3	NPN-Transistor, BC 108
T4	NPN-Transistor, BC 108

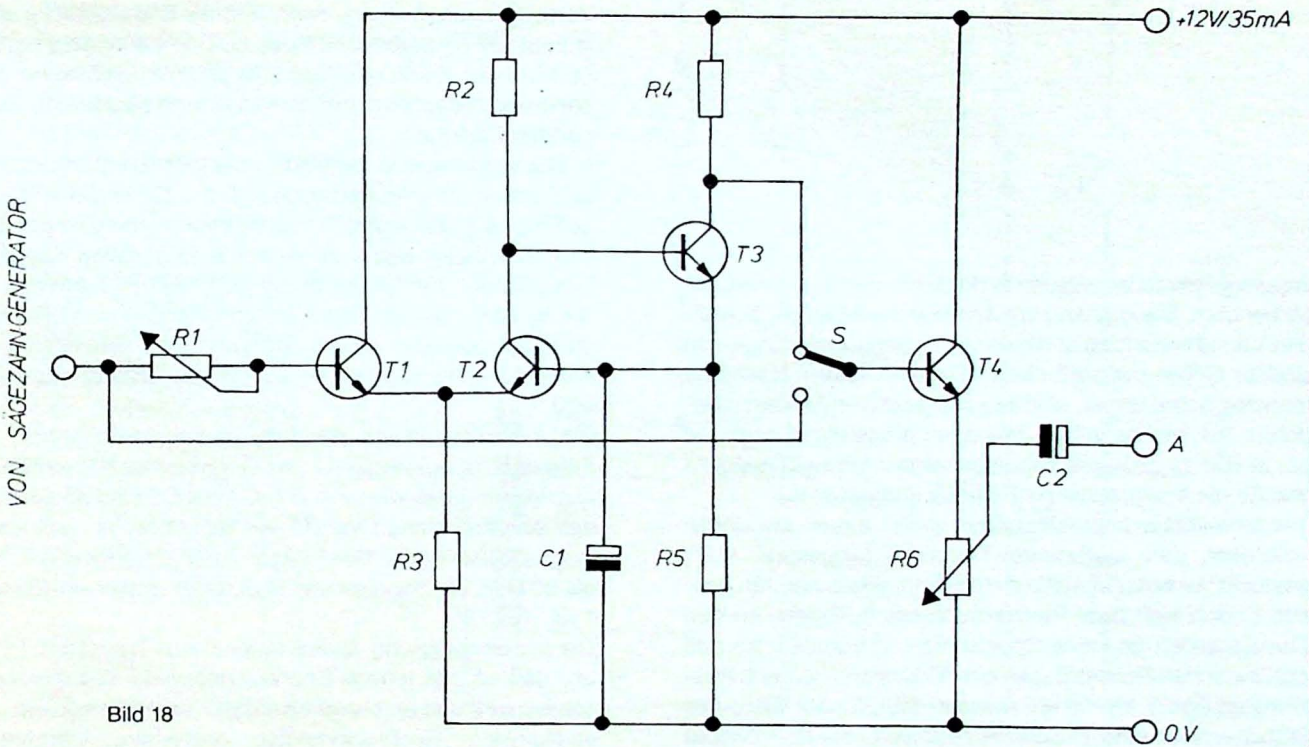

+12V/35mA
R2
R4
T3
VON SÄGEZAHNGENERATOR
R1
T1
T2
S
T4
A
C2
R3
C1
R5
R6
0V

Bild 18

6. Impulsgenerator

Impulsgeneratoren werden in der Meß- und Impulstechnik oft benötigt. Sie dienen zum Ansteuern von Kipp-, Schalt- und Verstärkerstufen und müssen Spannungssprünge von exakter Größe mit sehr steilen Flanken liefern. Nachdem manche Schaltungen sich nur mit positiven, andere wiederum nur mit negativen Impulsen ansteuern lassen, ist der in Bild 19 gezeigte Impulsgenerator mit zwei Ausgängen für die entsprechende Polarität ausgerüstet.

Der eigentliche Impulserzeuger ist mit einem speziellen Halbleiter, dem Unijunction-Transistor (abgekürzt: UJT) bestückt. Er besteht aus einem Siliziumstäbchen, an dessen Enden sich zwei Basisanschlüsse befinden. An den Kontaktstellen ist keine Sperrschicht vorhanden, so daß sich zwischen beiden Basen ein Widerstand (je nach Ausführung) von 1 bis 10 kΩ messen läßt. In der Mitte des Stäbchens ist eine P-Schicht einlegiert, die den Emitter bildet. Werden nun beide Basen an eine Gleichspannung gelegt, so fließt zunächst nur ein Strom, der vom Widerstand Basis 1–Basis 2 abhängt. Erreicht aber der Emitter ein Potential, das etwa halb so hoch ist wie die Versorgungsspannung, dann wird die E-B1-Strecke stark leitend. Diese Eigenschaft des UJT ist besonders vorteilhaft bei der Entladung von RC-Gliedern und wenn dies periodisch geschieht, erhält man einen selbsttätig schwingenden Generator.

In der vorliegenden Schaltung besteht das Zeitglied aus den umschaltbaren Kapazitäten C1 ... C5 und dem dazugehörigen Widerstand R1 + R2. Nach Anlegen der Betriebsspannung lädt sich die mit S eingestellte Kapazität langsam auf, bis die Zündspannung des UJT erreicht ist. Die Strecke Emitter-Basis 1 wird leitend und an R5 entsteht ein positiver Impuls, während sich gleichzeitig die Kapazität entlädt und ein neuer Aufladevorgang eingeleitet wird.

Die Aufeinanderfolge der Ent- und Aufladung, also die Frequenz, ist abhängig von der eingestellten Kapazität und vom Widerstandswert von R1. C1 bis C5 sind so gewählt, daß sich zusammen mit R1 ein Regelbereich von etwas mehr als 10:1 ergibt. Der Frequenzbereich geht von 0,2 Hz bis 20 kHz, die Impulsbreite liegt dabei zwischen 180 und 1 µs.

Die Impulsspannung an R5 steuert den Transistor T2 so an, daß er bei jedem Spannungssprung voll durchgesteuert wird und an seinem Kollektor exakte, negative und steilflankige Rechteckimpulse entstehen. Umgekehrt erzeugt dann der PNP-Transistor T3 aus den negativen Rechteckimpulsen von T2 solche positiver Richtung.

Technische Daten:
Frequenz: 0,2 Hz...20 kHz in 5 Bereichen
Ausgang: Negativ und positiv
Impulsbreite: 180 µs...1 µs
Betriebsspannung: 12 V
Stromverbrauch: 6 mA

Einzelteilliste zu Bild 19:

R1	Potentiometer, 100 kΩ
R2	Widerstand, 8,2 kΩ
R3	Widerstand, 330 Ω
R4	Widerstand, 220 Ω
R5	Widerstand, 47 Ω
R6	Widerstand, 560 Ω
R8	Widerstand, 560 Ω
C1	Elko, 47 µF
C2	Kondensator, 4,7 µF
C3	Kondensator, 0,47 µF
C4	Kondensator, 47 nF
C5	Kondensator, 4,7 nF
T1	UJ-Transistor, 2 N 2646
T2	NPN-Transistor, BC 108
T3	PNP-Transistor, BC 177
S	Schalter, 5polig

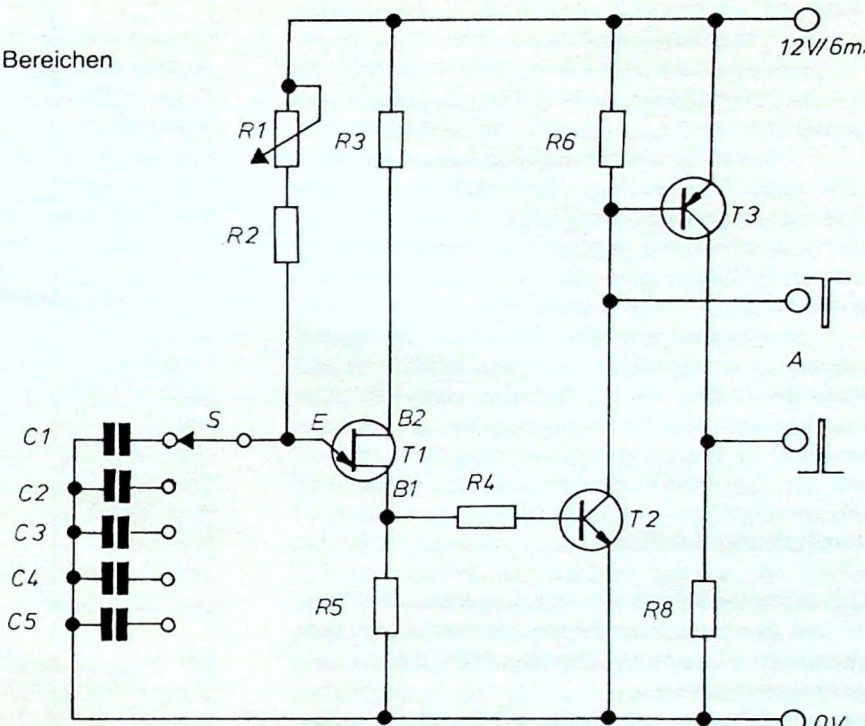


Bild 19

7. Frequenzmeßgerät

Innenschaltung CA 3046

Ein IC (Integrierter Schaltkreis) und eine Handvoll Widerstände und Kondensatoren bilden zusammen mit dem 10-mA-Bereich eines Vielfachmeßgerätes diesen einfachen Frequenzmesser.

Herzstück der Schaltung 21 ist der IC CA 3046, dessen „Innenleben" das Bild 20 zeigt. Er enthält 5 integrierte NPN-Silizium-Transistoren, deren Anschlüsse in der gezeichneten Weise nach außen geführt sind.

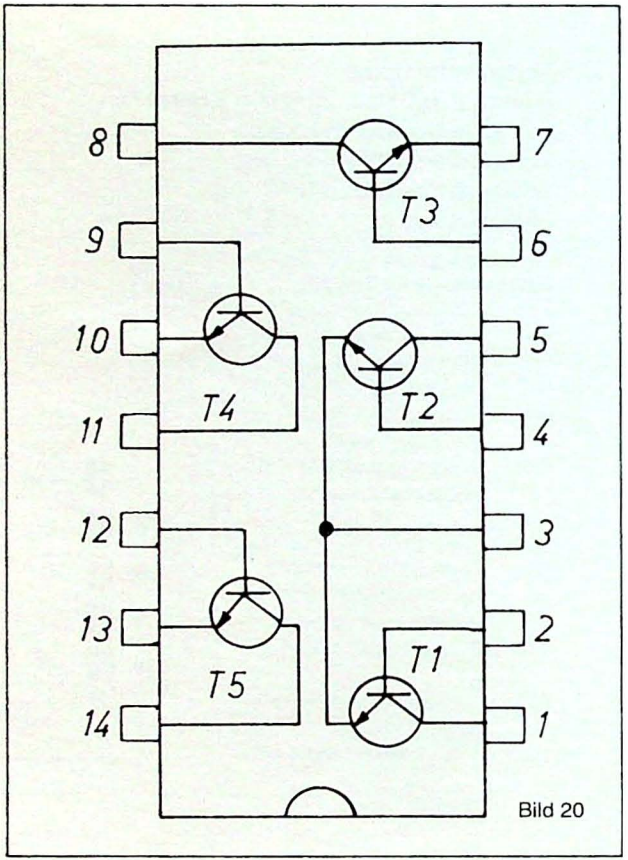


Bild 20

Gesamtschaltung

Die Wechselspannung, die gemessen werden soll, gelangt über C7 auf den Eingang einer aus T1 und T2 bestehenden Triggerschaltung. Sie wandelt jede Periode der unbekannten Frequenz in eine gleiche, jedoch rechteckförmige Impulsspannung um. Am Differenzierglied C6/R9 entstehen positiv und negativ gerichtete Impulse. Mit dem als Diode geschalteten Transistor T3 werden die negativen Impulse gesperrt: an die Basis von T4 gelangen nur positive Spannungsspitzen!

T4 und T5 bilden zusammen einen monostabilen Multivibrator, der von den über T3 (Diode!) kommenden positiven Impulsen gekippt wird. Nach Ablauf einer bestimmten Zeit kehrt die Schaltung wieder in ihre Ruhelage zurück. Am Ausgang erscheinen Rechteckimpulse mit unterschiedlicher Impulsbreite, jedoch konstanter Amplitude. An den umschaltbaren Meßkondensatoren C1...C5 entsteht eine Gleichspannung, die von der Frequenz abhängt und vom Meßwerk M angezeigt wird. Hierzu kann jedes Vielfachmeßgerät mit einem 10-mA-Bereich dienen, aber auch ein separates 10-mA-Instrument oder jedes andere, entsprechend geshuntete.

Ursprünglich war für jede der Kapazitäten C1...C5 ein eigenes Eich-Trimmpoti vorgesehen. Es hat sich jedoch gezeigt, daß bei Verwendung von 1%igen Kondensatoren nur ein einziger Eichregler (R2) nötig war. Lediglich im 1-MHz-Bereich kann es vorkommen, daß sich bereits Verdrahtungskapazitäten zu C1 addieren. Dann sieht man entweder ein entsprechendes Trimmpoti (wie R2) vor, oder ersetzt C1 durch einen Kondensator von 68 pF, dem ein 50-pF-Trimmer parallelgeschaltet wird.

Zur Eichung legt man eine Netzspannung von 0,2...1 V an den Eingang (S1 im 100-Hz-Bereich) und regelt mit R2 auf 50% Ausschlag ein. Ebenso wird im 1-MHz-Bereich mit einer Sinusspannung von 500 kHz verfahren.

Wie bei allen Kippschaltungen, deren Funktion stark von der Versorgungsspannung abhängt, ist auch hier auf sorgfältige Stabilisierung zu achten. Bei Betrieb aus Trockenbatterien sollte vor der Messung unbedingt die Batteriespannung überprüft werden, damit keine Fehlmessung infolge verbrauchter Batterien zustande kommt.

Bereits erwähnt wurde die Amplitude der Eingangsspannung. Sie sollte zwischen 200 mV und 1 V liegen, wobei höhere Eingangsspannungen im untersten und obersten Bereich zu Übersteuerungen und damit zu Fehlmessungen führen können. Kleinere Amplituden als 200 mV werden zweckmäßig mittels eines einstufigen Verstärkers auf das angegebene Spannungsniveau angehoben.

Zum Abschluß sei noch erwähnt, daß man das Prinzip dieses Frequenzmessers umkehren und die Anlage auch zur Kapazitätsbestimmung benutzen kann. Dazu wird für S1 eine zusätzliche Schaltstellung vorgesehen (gestrichelt im Schaltbild), an der der unbekannte Kondensator C_x angeschlossen wird. An den Eingang legt man Sinusspannungen von 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz und 1 MHz und kann direkt in dem Bereich, der keinen Vollausschlag mehr ergibt, den Kapazitätswert ablesen.

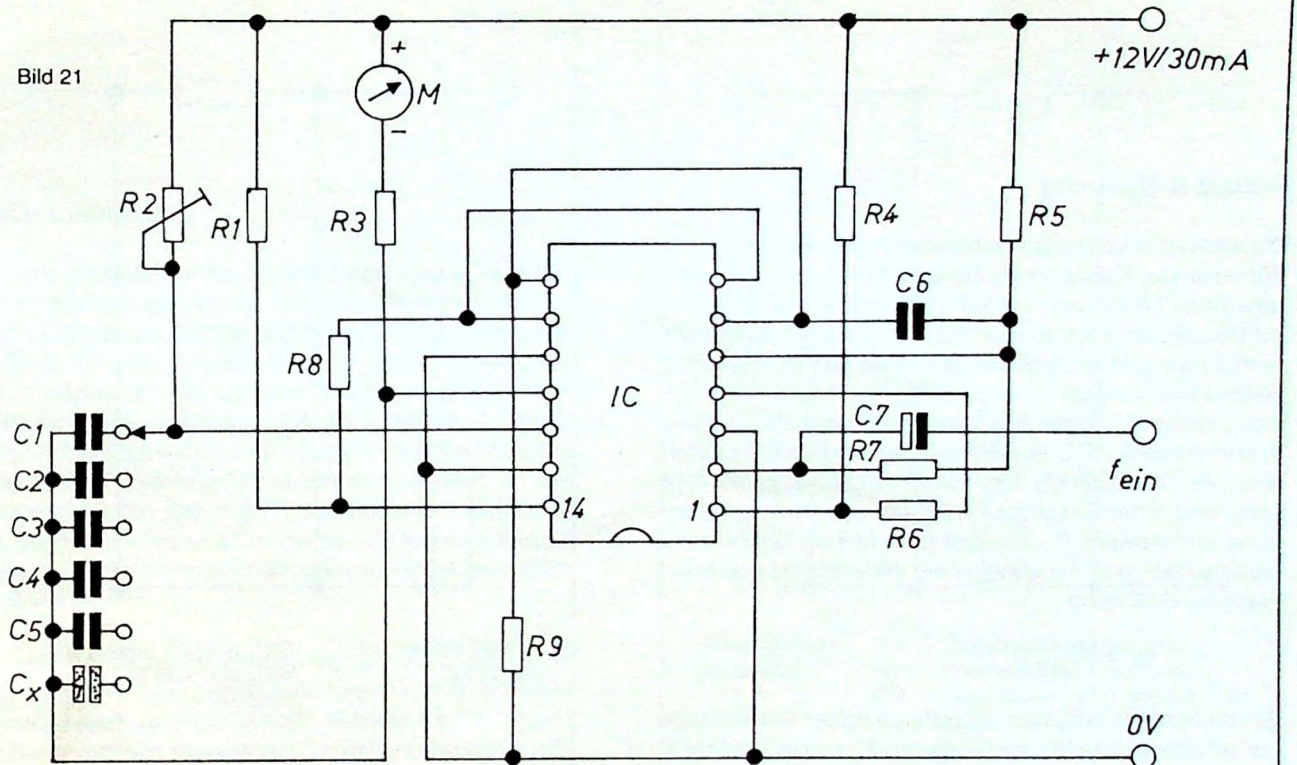
Technische Daten

Meßbereich:	10 Hz ... 1 MHz in 5 Bereichen
Eingangsspannung:	0,2 ... 1 V
Betriebsspannung:	12 V stab.
Stromverbrauch:	30 mA

Einzelteilliste zu Bild 21:

R1	Widerstand, 2,7 kΩ
R2	Trimmpoti, 10 kΩ
R3	Widerstand, 560 Ω
R4	Widerstand, 1,2 kΩ
R5	Widerstand, 4,7 kΩ
R6	Widerstand, 4,7 kΩ
R7	Widerstand, 10 kΩ
R8	Widerstand, 4,7 kΩ
R9	Widerstand, 1,2 kΩ
C1	Styroflex-Kondensator, 100 pF
C2	Styroflex-Kondensator, 1 nF
C3	Styroflex-Kondensator, 10 nF
C4	Styroflex-Kondensator, 0,1 µF
C5	Styroflex-Kondensator, 1 µF
C6	Styroflex-Kondensator, 100 pF
C7	Elko, 50 µF
S1	Schalter, 6polig
M	Vielfachmeßgerät, Bereich 10 mA
IC	Integrierter Schaltkreis, CA 3046

Bild 21


+12V/30mA
M
+
−
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
C1
C2
C3
C4
C5
Cx
C6
C7
IC
14
1
fein
0V

8. RLC-Meßbrücke

Prinzip R-Messung

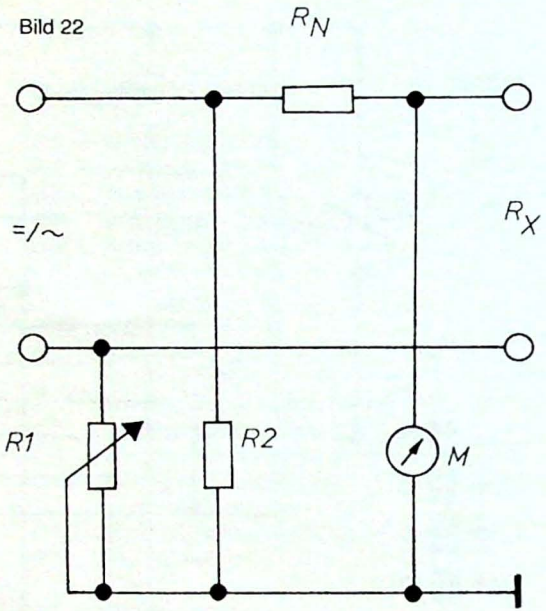
Die wichtigsten passiven Bauelemente des Amateurs sind Widerstände, Kapazitäten und Induktivitäten. Es gibt verschiedene Methoden, sie auf Wertgenauigkeit zu untersuchen, die einfachste jedoch ist ihre Bestimmung in einer Meßbrücke und ein solches Meßgerät soll im folgenden besprochen werden.

Das Prinzip der Widerstandsmessung zeigt Bild 22. Die Widerstände R1, R2, R_N und R_x bilden die Brückenglieder, über der Brückenmitte liegt ein Anzeigeinstrument. Gibt man nun auf den Eingang eine Gleich- oder Wechselspannung und verstellt R1 so, daß über M kein Strom mehr fließt, so läßt sich der unbekannte Widerstand berechnen nach der Gleichung

$$R_x = \frac{RN \cdot R1}{R2}$$

Es leuchtet ein, daß man mit Hilfe geeichter Widerstände nur eine Skala um R1 markieren muß, um ein einfaches, aber sehr genaues Meßinstrument für Widerstände zu erhalten.

Bild 22



Einzelteilliste zu Bild 22:

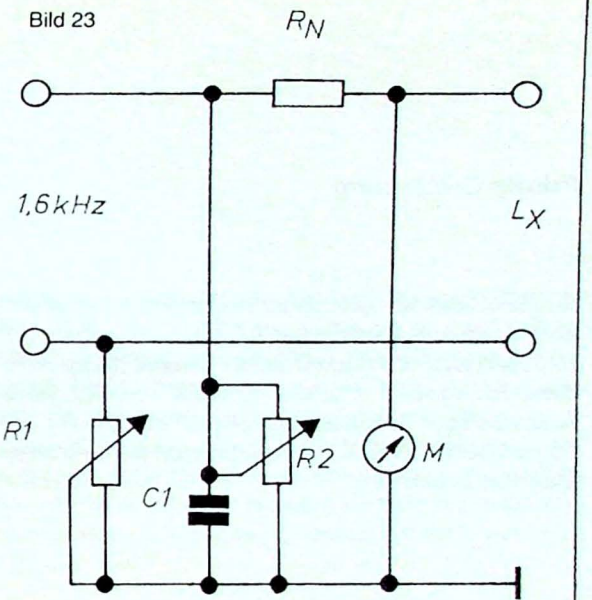
R1	Drahtpotentiometer, 1 kΩ
R2	Widerstand, 91 Ω
RN	Widerstand, 1 Ω ... 100 kΩ (1%)
M	Instrument für Nullanzeige
Rx	Unbekannter Widerstand

Prinzip L-Messung

Das Meßprinzip für die Induktivitätsbestimmung ist in Bild 23 dargestellt. Hier wird die unbekannte Induktivität mit genauen Widerständen verglichen und wiederum in einer Brückenschaltung gemessen, deren eines Glied eine genaue Kapazität darstellt. Dabei tritt eine Phasenverschiebung auf, die sich durch kein einwandfreies Anzeigeminimum in M bemerkbar macht. Mit dem Ausgleichsregler R2 wird die Phasenverschiebung kompensiert. In der Praxis sieht das so aus, daß R1 und R2 abwechselnd bedient werden und zwar so lange bis ein klares Minimum vorhanden ist. Danach kann der Wert auf der Skala um R1 abgelesen werden.

Noch ein Wort zu der Meßfrequenz von 1,6 kHz. Bei der L- und C-Messung spielt der Wert $2\pi f$ eine Rolle (z. B. induktiver und kapazitiver Widerstand!). Mit dem Faktor 1,6 wird aber $2\pi f$ stets zu 10 bzw. einer 10er Potenz und damit wird der Meßvorgang bei L- und C-Messung wesentlich erleichtert.

Bild 23



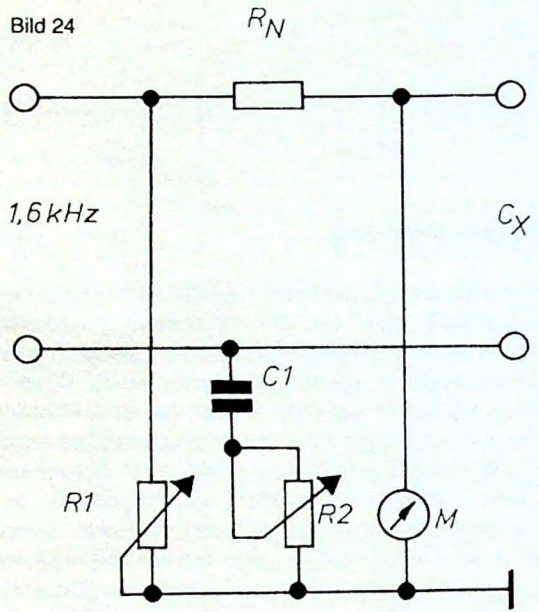
Einzelteilliste zu Bild 23:		
	R1	Drahtpotentiometer, 1 kΩ
	R2	Potentiometer + log. 1 MΩ
	RN	Widerstand, 1 Ω ... 100 kΩ (1%)
	C1	Kondensator, 10 nF (1%)
	M	Instrument für Nullanzeige
	Lx	Unbekannte Induktivität

Prinzip C-Messung

Nun noch das Meßprinzip für Kapazitäten. In Bild 24 liegt der Phasenausgleichsregler in Serie zur Kapazität C1. Bei Messung kleiner Kondensatoren braucht dieser nicht bedient zu werden, d.h. der Schleifer von R2 steht am masseseitigen Anschlag. Erst ab 1 µF müssen R1 und R2 abwechselnd verstellt werden, bis sich ein einwandfreies Minimum in M ergibt.

In der Praxis wird natürlich kaum jemand auf die Idee kommen, eine solche Schaltung „fliegend" aufzubauen, um eines der drei Bauelemente auszumessen. Viel besser wäre es, die drei Prinzipschaltungen in einem kleinen Zusatzgerät zusammenzufassen und mit Hilfe des bereits behandelten RC-Generators und des Millivoltmeters ein neues Meßgerät zu realisieren.

Bild 24



Einzelteilliste zu Bild 24:

	R1	Drahtpotentiometer, 1 kΩ
	R2	Potentiometer lin., 10 kΩ
	RN	Widerstand, 1 Ω ... 100 kΩ (1%)
	C1	Kondensator, 10 nF (1%)
	M	Instrument für Nullanzeige
	Cx	Unbekannte Kapazität

RLC-Messung

Das Prinzip zeigt Bild 25. Die Meßspannung von 1,6 kHz, geliefert vom RC-Generator, gelangt auf einen Symmetrieübertrager, der primärseitig eine Impedanz von 1...10 kΩ, sekundärseitig 4...16 Ω aufweist. (NF-Ausgangsübertrager aus Transistorgerät!) Die Wahl auf die drei Meßgrößen übernimmt S1, während mit S2 die Vergleichswiderstände umgeschaltet werden. Zur Anzeige des Spannungsminimums dient ein Millivoltmeter. Besonderes Augenmerk ist den beiden Potentiometern R1 und R2 zu widmen. R1 muß unbedingt eine Drahtausführung mit möglichst großem Schleiferweg sein. Auf den Absolutwert von 1 kΩ kommt es nicht so sehr an, vielmehr sollte hier eine kompakte Ausführung benutzt werden, die eine gute Wiederkehrgenauigkeit garantiert. Der Regler R2 dient zum Phasenausgleich sowohl bei L-, als auch bei C-Messung. Bei Vergleich der dazugehörigen Prinzipschaltungen aber sieht man, daß der benötigte Wert von R2 bei L = 1 MΩ, bei C aber nur 10 kΩ beträgt. Um nun ein schwierig zu beschaffendes Tandem-Potentiometer von 1 MΩ + 10 kΩ zu vermeiden, wurde im Mustergerät ein positiv-logarithmisches 1-MΩ-Poti eingebaut, das am Anfang des Schleiferweges sehr niederohmig ist und erst ab 1/3 der Schleiferbahn dann schnell seinen vollen Widerstandswert erreicht. Zum Schluß muß dieses kleine Zusatzgerät natürlich noch geeicht werden. Dieser Vorgang soll hier nicht näher erläutert werden, da er bei dem nachfolgend beschriebenen „Komplettgerät" ausführlich erklärt wird.

Die Zusammenfassung von RC-Generator, Millivoltmeter und RLC-Zusatzgerät nach Bild 25 wird manchmal lästig sein, vor allem dann, wenn im Augenblick des Ausmessens die Meßgeräte gerade anderswo gebraucht werden. Deshalb soll im Anschluß noch eine komplette RLC-Meßbrücke mit eingebautem Meßgenerator und fester Anzeigeeinrichtung beschrieben werden.

Einzelteilliste zu Bild 25:

R1	Drahtpotentiometer, 1 kΩ
R2	Potentiometer + log. 1 MΩ
R3	Widerstand, 91 Ω
R4	Widerstand 1%, 1 Ω
R5	Widerstand 1%, 10 Ω
R6	Widerstand 1%, 100 Ω
R7	Widerstand 1%, 1 kΩ
R8	Widerstand 1%, 10 kΩ
R9	Widerstand 1%, 100 kΩ
C1	Kondensator 1%, 10 nF
C2	Kondensator 1%, 10 nF
Ü	Übertrager, 1 ... 10 kΩ 4 ... 16 Ω
G	RC-Generator, 1,6 kHz
MVM	Millivoltmeter
S1	Schalter, 3polig/2 Ebenen
S2	Schalter, 6polig

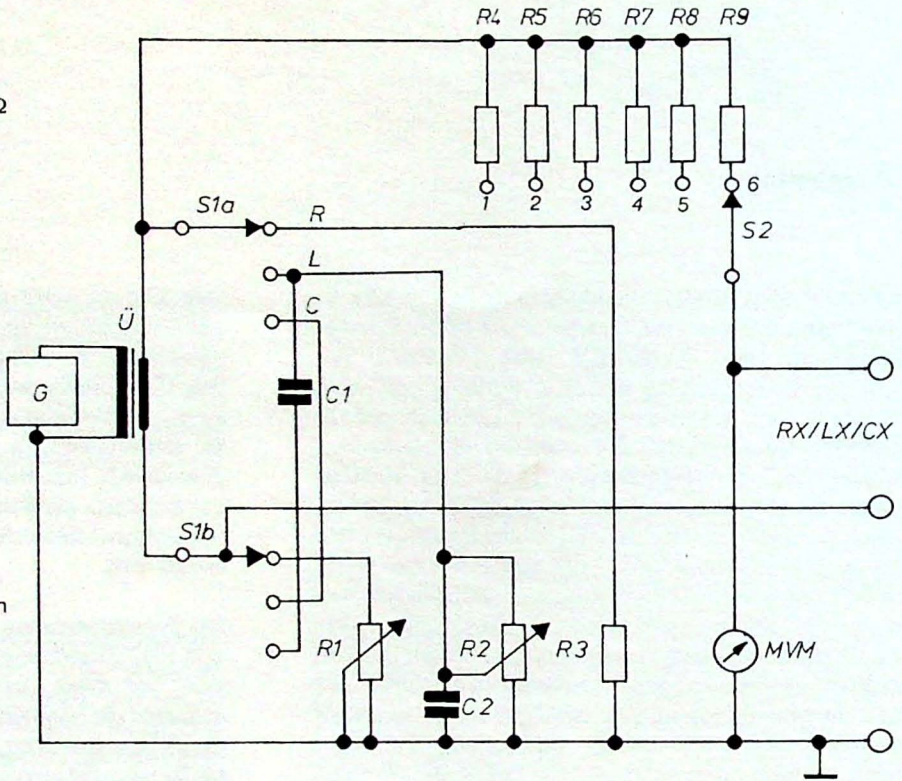


Bild 25

1,6-kHz-Generator

Herzstück der Meßbrücke ist ein genauer 1,6-kHz-Generator, den Bild 26 zeigt. Hier wird das bewährte Prinzip des „Überbrückten-T-Gliedes" angewandt. Spannungsschwankungen von ± 10% verändern die Grundfrequenz um weniger als ± 0,5%, was die Ablesegenauigkeit nicht mehr meßbar beeinflußt. R9 ist der Empfindlichkeitsregler für die Spannungsanzeige.

Einzelteilliste zu Bild 26:

R1	Widerstand, 22 kΩ
R2	Widerstand, 10 kΩ
R3	Widerstand, 270 kΩ
R4	Widerstand 2%, 3,6 kΩ
R5	Widerstand 2%, 3,6 kΩ
R6	Widerstand, 560Ω
R7	Widerstand, 100 Ω
R8	Widerstand, 390 Ω
R9	Potentiometer, 500 Ω
C1	Elko, 10 µF
C2	Kondensator 2%, 10 nF
C3	Kondensator 2%, 0,1 µF
C4	Elko, 10 µF
C5	Elko, 10 µF
T1	NPN-Transistor, BC 108
T2	NPN-Transistor, BC 108
L	Glühlampe, 24 V/20 mA

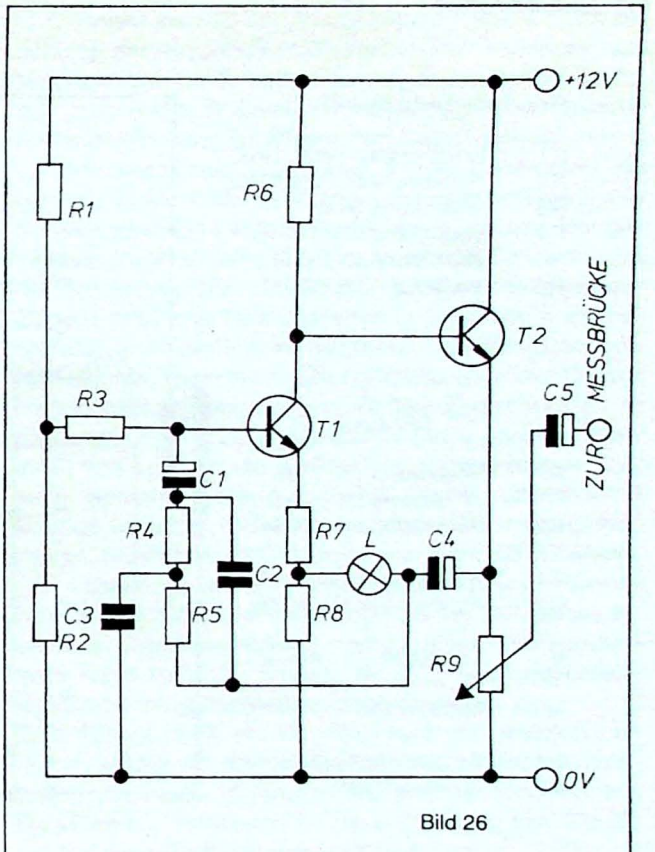


Bild 26

Einzelteilliste zu Bild 27:

R1	Drahtpotentiometer, 1 kΩ
R2	Potentiometer + log. 1 MΩ
R3	Widerstand, 91 Ω
R4	Widerstand 1%, 1 Ω
R5	Widerstand 1%, 10 Ω
R6	Widerstand 1%, 100 Ω
R7	Widerstand 1%, 1 kΩ
R8	Widerstand 1%, 10 kΩ
R9	Widerstand 1%, 100 kΩ
C1	Kondensator 1%, 10 nF
C2	Kondensator 1%, 10 nF
Ü	Übertrager, 1...10 kΩ/ 4...16 Ω
MVM	Millivoltmeter
S1	Schalter, 3polig/2 Ebenen
S2	Schalter, 6polig

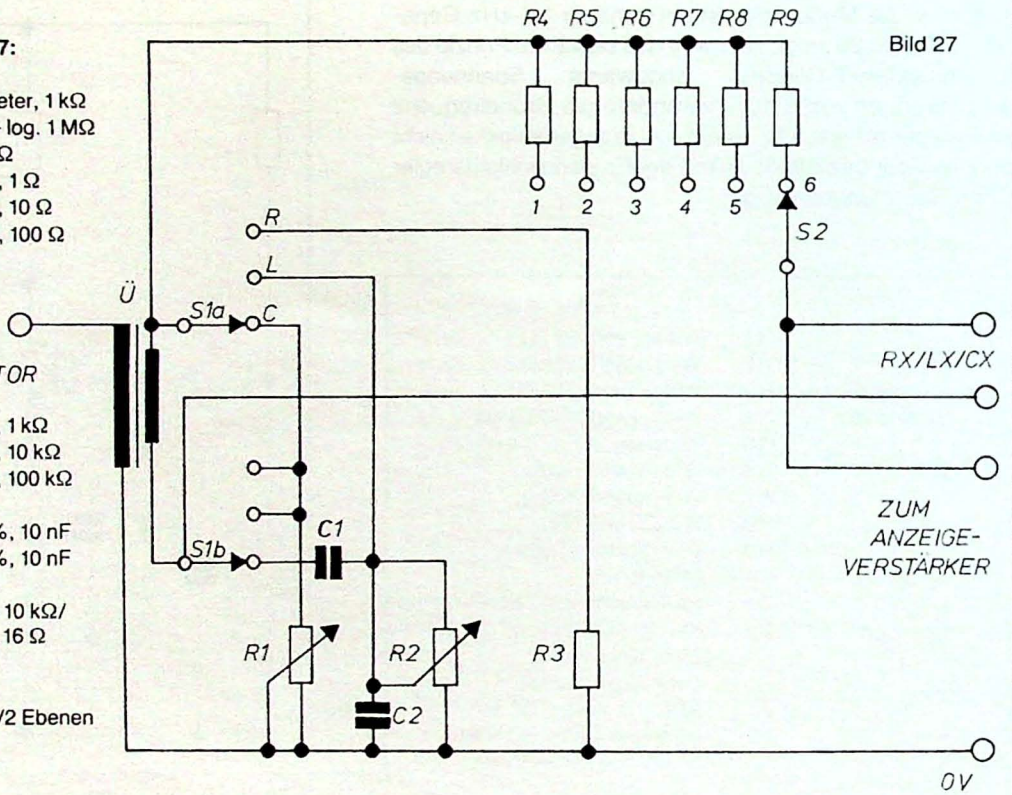


Bild 27

Verstärker mit Anzeige

Verstärker und Anzeigeeinrichtung zeigt Bild 28. T1 ist mit einem Doppel-T-Filter so stark gegengekoppelt, daß alle Frequenzen außer 1,6 kHz gedämpft werden. Das hat den Vorteil, daß Brummspannungen, die z. B. beim Berühren der X-Buchsen entstehen, das Meßwerk M nur unwesentlich ausschlagen lassen und dadurch unbeabsichtigte Überlastungen vermieden werden. Durch die hochohmige Eingangsschaltung des Verstärkers T1 konnte C1 mit 22 nF niedrig gehalten werden, wodurch auch hochohmige Meßobjekte nur geringe Belastung erfahren. Übliche Anzeigeschaltungen sind zwar im Bereich des Vollausschlags sehr empfindlich, aber im unteren Teil umso ungenauer. Da es aber bei dieser Anzeige gerade um die Erkennung eines Spannungsminimums geht, wurde hier doch eine etwas aufwendigere Schaltung gewählt. Dabei werden noch umso kleinere Spannungen angezeigt, je größer der Widerstandswert von R12 ist. Er hängt von der maximalen Spannung ab, die der Symmetrieübertrager liefert und von der Empfindlichkeit von M. Ein Mittelwert von 150...200 Ω dürfte allen vorkommenden Gegebenheiten gerecht werden.

Nach dem Zusammenschalten der einzelnen Baugruppen nun der wichtigste Vorgang, nämlich die Eichung:

Zuerst wird S1 in Stellung R, S2 in Pos. 4 gebracht und ein Widerstand von 1 kΩ (1%) an die X-Klemmen angeschlossen. Mit dem Empfindlichkeitsregler stellt man einen gut ablesbaren Ausschlag in M ein. Nun verändert man den RLC-Regler so, daß der Ausschlag zurückgeht. Nach Erhöhung der Empfindlichkeit sucht man wiederum das Maximum und wiederholt beide Vorgänge solange, bis bei voll aufgedrehtem Empfindlichkeitsregler das absolute Minimum gefunden ist. Dieser Punkt wird markiert und mit „1" gekennzeichnet. Jetzt wird an die X-Klemmen ein genauer 10-kΩ-Widerstand angeschlossen und wiederum mit Hilfe des RLC-Reglers das Minimum gesucht. Der gefundene Punkt erhält die „10" zugeordnet. Teilt man nun den Sektor zwischen „1" und „10" mit Winkelmesser oder Zirkel in 10 gleiche Teile und jeden Teilabschnitt in 10 Teilsektoren, so ist die Eichung für die RLC-Ablesung beendet. Nun müssen noch die Meßkondensatoren in der Brücke (falls notwendig) abgeglichen werden. Zuerst wird S1 in Stellung L, S2 in Pos. 3 gebracht und eine genaue Induktivität von 1 mH an die X-Klemmen angeschlossen. Danach werden Phasen- und RLC-Regler abwechselnd solange verändert bis ein einwandfreies Minimum gefunden ist. Stimmt die RLC-Anzeige nun nicht mit der Marke „10" überein, so ist C2 in Bild 27 ein wenig zu verkleinern bzw. zu vergrößern, eben solange bis die „10" genau erreicht ist. Genauso verfährt man mit einem Eichkondensator von 0,1 µF (1%, S1 in C, S2 in 3). Nach diesen Angleicharbeiten ist das Meßgerät betriebsbereit.

Zum Schluß noch ein Tip: Man kann die Meßbereiche durch Verkleinern oder Vergrößern der Meßkondensatoren um den Faktor 10 verschieben. So erhält man bei C1 = 0,1 µF einen Endbereich für die C-Messung von 100 µF, bei 1 µF einen Endbereich von 1000 µF.

Die einzelnen Meßbereiche

S2	S1 in Stellung R	S1 in Stellung L	S1 in Stellung C
1	1 Ω... 10 Ω	1 µH... 10 µH	1 µF... 10 µF
2	10 Ω...100 Ω	10 µH...100 µH	0,1 µF... 1 µF
3	100 Ω... 1 Ω	100 µH... 1 mH	10 nF... 0,1 µF
4	1 kΩ... 10 kΩ	1 mH... 10 mH	1 nF... 10 nF
5	10 kΩ...100 kΩ	10 mH...100 mH	100 pF... 1 nF
6	100 kΩ... 1 MΩ	100 mH... 1 H	10 pF...100 pF

Technische Daten

Widerstände	1 Ω... 1 MΩ in 6 Bereichen
Induktivitäten	1 µH... 1 H in 6 Bereichen
Kapazitäten	10 pF... 10 µF in 6 Bereichen
Genauigkeit	± 2% in Stellung „10" des RLC-Reglers
Betriebsspannung	12 V
Stromverbrauch	25 mA

Einzelteilliste zu Bild 28:

R1	Widerstand, 2,2 MΩ
R2	Widerstand 2%, 10 kΩ
R3	Widerstand 2%, 10 kΩ
R4	Widerstand 2%, 5,1 kΩ
R5	Widerstand, 3,9 kΩ
R6	Widerstand, 560 Ω
R7	Widerstand, 1 MΩ
R8	Widerstand, 270 kΩ
R9	Widerstand, 270 kΩ
R10	Widerstand, 10 kΩ
R11	Widerstand, 390 Ω
R12	Trimmregler, 500 Ω
R13	Widerstand, 3,9 kΩ
R14	Widerstand, 100 Ω
R15	Widerstand, 2,7 kΩ
R16	Widerstand, 1,2 kΩ
C1	Kondensator, 22 nF
C2	Kondensator, 22 nF
C3	Kondensator 2%, 10 nF
C4	Kondensator 2%, 10 nF
C5	Kondensator 2%, 22 nF
C6	Kondensator, 22 nF
C7	Elko, 10 µF
C8	Elko, 47 µF
C9	Elko, 47 µF
C10	Elko, 250 µF
C11	Elko, 100 µF
T1	NPN-Transistor, BC 108
T2	NPN-Transistor, BC 108
T3	PNP-Transistor, BC 177
D1	Si-Diode, 1 N 914
D2	Si-Diode, 1 N 914
D3	Si-Diode, 1 N 914
M	Meßwerk, 50... 500 µA

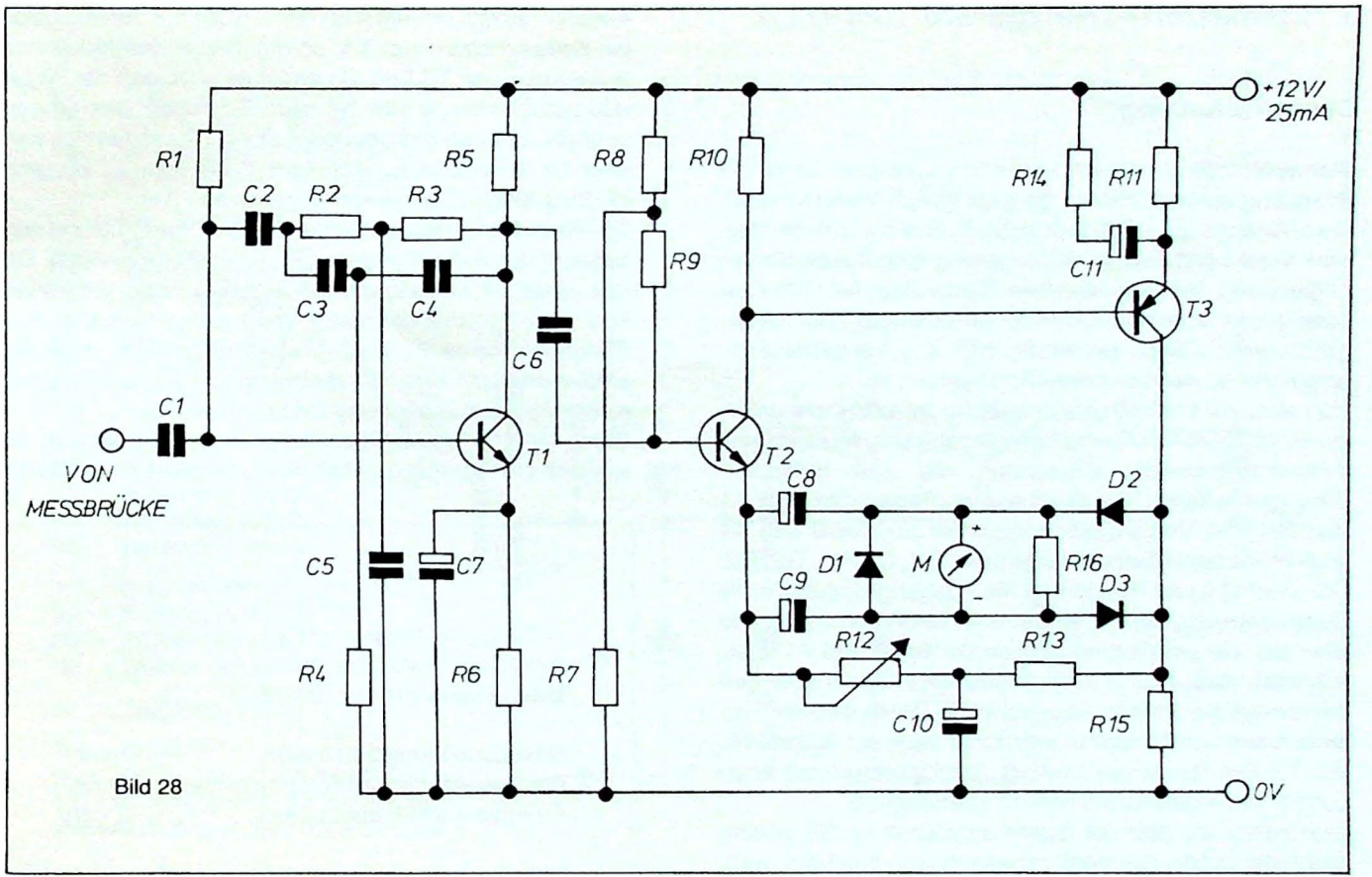

+12V/
25mA
R1
C2
R2
R3
R5
R8
R10
R14
R11
C11
R9
C3
C4
C6
T3
C1
T1
T2
VON
MESSBRÜCKE
C8
D2
C5
C7
D1
M
R16
D3
C9
R12
R13
R4
R6
R7
C10
R15
0V

Bild 28

9. Stabilisiertes Netzgerät 0...25 V/1 A

Gesamtschaltung

Dieses Netzgerät hat eine Reihe von Vorzügen. So ist die Schaltung äußerst einfach bei sehr gutem Wirkungsgrad, die Ausgangsspannung läßt sich von Null bis zum Höchstwert regeln und eine in die Schaltung eingebaute Strombegrenzung bewirkt, daß die Spannung bei Überlast soweit zusammenbricht, daß der Maximalstrom auf 1 A begrenzt wird. Diese Belastung hält der Längstransistor spielend aus, wenn er ausreichend gekühlt ist.

Nun aber zur Funktion der Schaltung 29. Damit die unterste einstellbare Spannung Null werden kann, wird hier eine Vergleichsspannung zugezogen, die eine Hilfsspannungsquelle liefert. T3 erhält seinen Basisstrom über T1 und R3. Die Vergleichsspannung für die Basis von T1 kommt aus der Hilfsspannungsquelle D1, C2, R1, R2, D2, D3. Über R4 und R5 gelangt die Ausgangsspannung als Regelspannung an die Basis von T2. Wenn diese den Wert der Vergleichsspannung an der Basis von T1 überschreitet, fließt über T2 ein zusätzlicher Strom über den gemeinsamen Emitterwiderstand R3. Damit wird der Kollektorstrom von T1 kleiner und somit auch der Basisstrom von T3. Die Ausgangsspannung stabilisiert sich auf einen bestimmten Wert, der sich mit R5 einstellen läßt.

Interessant ist, daß der Spannungsabfall an R3 alleine durch die Größe der Vergleichsspannung bestimmt wird. Ändert man R3, so legt man damit nicht nur den maximalen Kollektorstrom von T1, sondern auch den möglichen Basisstrom von T3 fest. So ergibt es sich, daß die Spannungsstabilisierung nur bis zum Erreichen des Grenzstromes wirksam und bei Überlastung T2 gesperrt ist, was einer Stromstabilisierung entspricht. Mit R3 = 27 kΩ setzt die Strombegrenzung ziemlich genau ab 1 A ein.

Die Widerstände R6 und R7 entlasten T1 und T2 und verbessern damit die Konstanz der Ausgangsspannung. C3 soll eventuell auftretende HF-Schwingungen unterdrükken. Der Netztransformator muß sekundärseitig eine Spannung von ca. 27 V/1,5 A liefern, die anschließend stabilisiert wird und eine Hilfsspannung von 35...42 V/10 mA für die Vergleichsspannung des Regelteils.

Sollte eine geregelte Plusleitung erwünscht sein, so ist lediglich die Polarität der Halbleiter und Elkos zu wechseln.

Technische Daten:

Ausgangsspannung	12 V
Ausgangsstrom	max. 1 A
Innenwiderstand	0,12 Ω

Fremdspannung bei Vollast	1 mV
Fremdspannung bei Strombegrenzung	15 mV
Fremdspannung bei Leerlauf	0,1 mV

Einzelteilliste zu Bild 29:

T1	PNP-Transistor, BC 177
T2	PNP-Transistor, BC 177
T3	NPN-Transistor, 2 N 3054 o. ä.
T4	NPN-Transistor, 2 N 3055 o. ä.
C1	Elko, 5000 µF/35/40 V
C2	Elko, 100 µF/70/80 V
C3	Kondensator, 18 nF
C4	Elko, 100 µF/35/40 V
R1	Widerstand, 2,2 kΩ/1 W
R2	Widerstand, 1 kΩ
R3	Widerstand, 27 kΩ
R4	Trimmregler, 5 kΩ
R5	Potentiometer, 10 kΩ
R6	Widerstand, 5,6 kΩ
R7	Widerstand, 5,6 kΩ
R8	Widerstand, 560 Ω
R9	Widerstand, 5,6 kΩ
D1	Si-Diode, BY 100 o. BY 103
D2	Z-Diode, 15 V, z. B. ZPY 15
D3	Z-Diode, 6,8 V, z. B. ZPY 6.8
GL	Gleichrichter, B 40 C 3200 o. ä.
Si	Sicherung, 1 A tr.
Tr.	Netztrafo

Prim. 220 V – Sek. 27 V/2 A + 40 V/10 mA
1 mm Alu-Kühlblech für T4, ca. 20 x 20 cm
1 mm Alu-Kühlblech für T3, ca. 5 x 5 cm

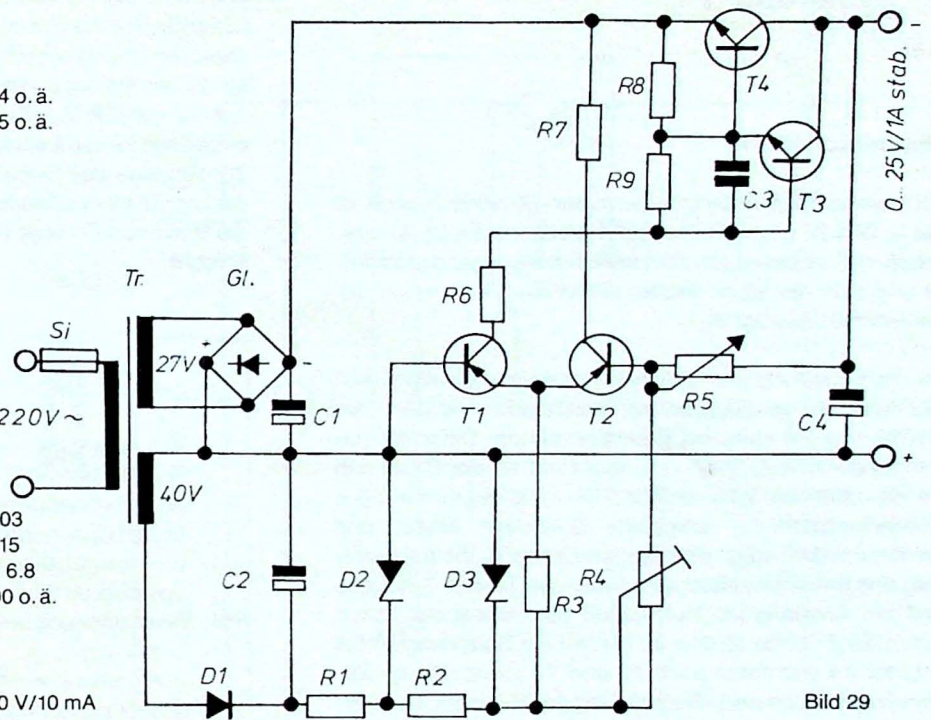


Bild 29

10. Kleinnetzteil mit elektronischer Sicherung

Gesamtschaltung

Für Versuchsaufbauten mit geringem Stromverbrauch ist das in Bild 30 gezeigte Netzgerät gedacht. Es ist so ausgelegt, daß es bei einem Kurzschluß am Ausgang abschaltet und sich erst dann wieder einschalten läßt, wenn der Kurzschluß beseitigt ist.

Da die Schaltung von üblichen Netzteilen abweicht, soll hier kurz die Wirkungsweise beschrieben werden: Am Emitter von T4 steht ein Potential aus der Differenz von Ausgangs- und Z-Spannung, während an der Basis von T4 die über die Widerstände R5...R8 abgeschwächte Ausgangsspannung erscheint. Zwischen Basis und Emitter entsteht somit eine Steuerspannung, die zur Regelung des Serientransistors T3 (über den Treiber T2) dient. Tritt am Ausgang ein Kurzschluß auf, nimmt der Strom durch die Z-Diode ab und an R4 tritt ein Spannungsabfall auf, der T4 und damit auch T2 und T3 sperrt. Dieser Zustand bleibt auch nach Beseitigung des Kurzschlusses erhalten und ändert sich erst, wenn die Taste T kurz gedrückt wird. Dann steht am Ausgang wieder die Spannung, die mit R7 eingestellt wurde.

Die Schaltung ist so ausgelegt, daß sich mit R7 Spannungen von 5 bis 20 Volt einstellen lassen. Die obere Spannungsgrenze bestimmt R8, die untere R5 und R6. Der entnehmbare Strom hängt von der eingestellten Spannung ab. Er beträgt bei 6 Volt etwa 500 mA und sinkt bei 20 Volt auf ca. 100 mA ab. Bis zum Maximalstrom aber bleibt die eingestellte Ausgangsspannung konstant.
Zur Anzeige der Betriebsbereitschaft des Netzteils dient die Lampe L in Verbindung mit T1. Im Kurzschlußfall erhält die Basis von T1 über R1 keine Vorspannung mehr und L erlischt.

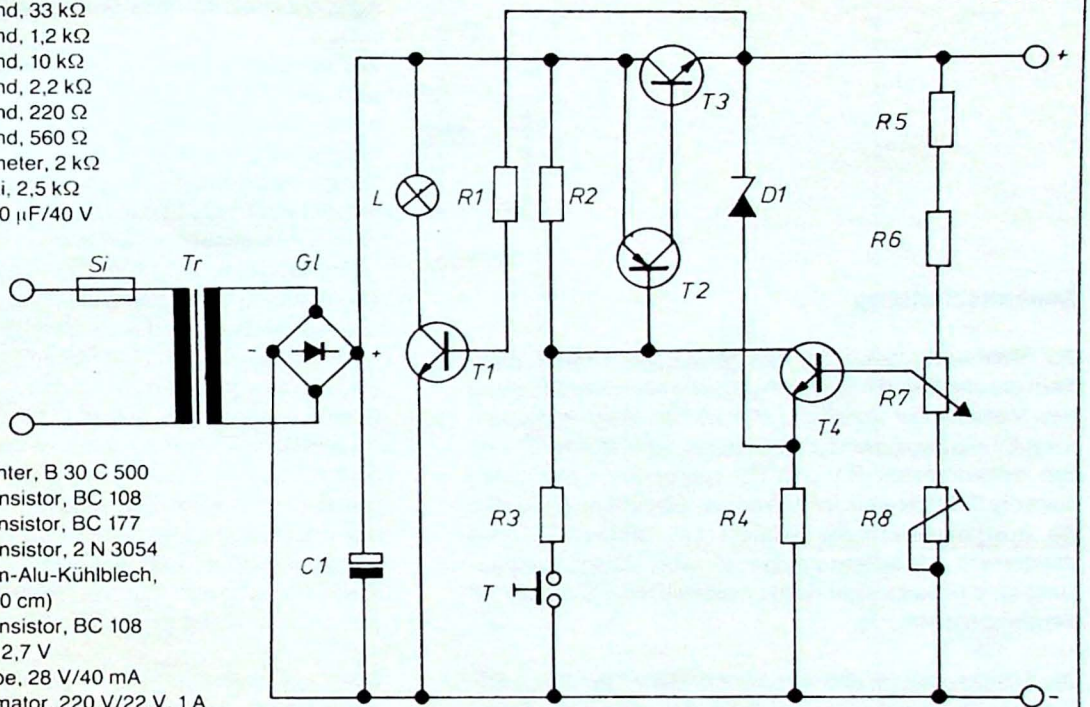
Technische Daten

Ausgangsspannung	+ 5 ... + 20 V
Ausgangsstrom	100 ... 500 mA
Brummspannung bei Leerlauf	0,5 mV
Brummspannung bei 100 mA	1,8 mV
Brummspannung bei ausgelöster Sicherung	1 mV
Restspannung bei ausgelöster Sicherung	100 mV
Ausregelung von Netzspannungsschwankungen	100fach
Innenwiderstand	0,15 Ω

Einzelteilliste zu Bild 30:

R1	Widerstand, 33 kΩ
R2	Widerstand, 1,2 kΩ
R3	Widerstand, 10 kΩ
R4	Widerstand, 2,2 kΩ
R5	Widerstand, 220 Ω
R6	Widerstand, 560 Ω
R7	Potentiometer, 2 kΩ
R8	Trimmpoti, 2,5 kΩ
C1	Elko, 2500 µF/40 V
Gl	Gleichrichter, B 30 C 500
T1	NPN-Transistor, BC 108
T2	PNP-Transistor, BC 177
T3	NPN-Transistor, 2 N 3054 (mit 2-mm-Alu-Kühlblech, ca. 10 x 10 cm)
T4	NPN-Transistor, BC 108
D1	Z-Diode, 2,7 V
L	Glühlampe, 28 V/40 mA
Tr.	Transformator, 220 V/22 V, 1 A

Bild 30



11. Stabilisierte 12-V-Spannungsquelle

Gesamtschaltung

Zur Stromversorgung der Meßgeräte aus diesem Band dient die stabilisierte Spannungsquelle nach Bild 31. Sie ist eine Variante der Schaltung Bild 29. Die Vergleichsspannung für die Basis von T1 wird mittels der Z-Diode D1 und den Widerständen R1 und R2 gewonnen. Gleichzeitig dient die Z-Diode als sehr wirksames Siebglied. Wenn sich die Ausgangsspannung gebildet hat, schließt D2 den Widerstand R2 an die besser gesiebte Ausgangsspannung an und verbessert damit wesentlich die Siebung der Vergleichsspannung.

Die Ausgangsspannung kommt über die Widerstände R9, R10 und R11 an die Basis von T2. Sobald sie die Größe der Vergleichsspannung an der Basis von T1 übersteigt, fließt über T2 ein zusätzlicher Strom durch R7 + R8. Dadurch sinkt der Kollektorstrom von T1 ab und damit auch der Basisstrom von T3. Folglich wird die Ausgangsspannung auf einen Wert stabilisiert, der sich mit R11 einstellen läßt.

Am Widerstand R8 kann der maximale Strom durch T1, also auch der maximale Basisstrom von T3 eingestellt werden. Auf diese Weise erhält man eine wirksame Strombegrenzung. Bei Überlastung geht nämlich die Spannungsstabilisierung in eine Stromstabilisierung über, wobei dann T2 ganz gesperrt ist.

Nach Inbetriebnahme stellt man zunächst mit R11 die Ausgangsspannung auf 12 Volt ein. Danach schließt man an den Ausgang einen hochbelastbaren 6-Ω-Widerstand an und regelt R8 so ein, daß die Spannung von 12 Volt gerade noch nicht zurückgeht. Die Strombegrenzung setzt nun bei einem Wert von 2 A ein.

Obwohl – selbst beim Anschluß sämtlicher Meßgeräte aus diesem Band – der Maximalstrom von 2 A nie erreicht wird, sollten T3 und T4 aus Sicherheitsgründen auf ein ausreichend großes Kühlblech montiert werden. Nachdem es sich aber hier um eine geregelte Minusleitung handelt, bei der die Kollektoren am Ausgang liegen, kann man beide Transistoren direkt auf die Rückwand des Gehäuses (wenn es aus Metall ist) setzen.

Das Originalgerät erhielt an der Vorderseite 8 Lautsprecherbuchsen, an die über entsprechende Stecker die einzelnen Meßgeräte angeschlossen werden.

Einzelteilliste und Technische Daten Seite 68

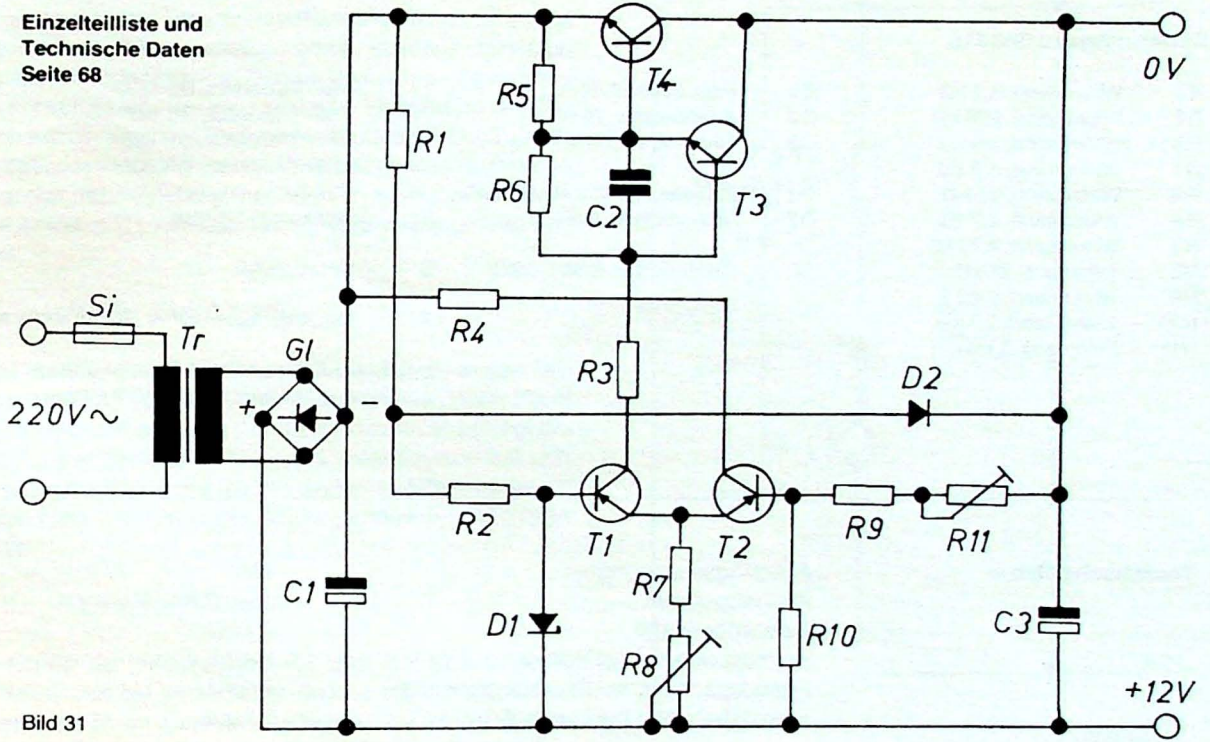


Bild 31

Einzelteilliste zu Bild 31:

R1	Widerstand, 4,7 kΩ	C1	Elko, 5000 µF/35 V	T1	PNP-Transistor, BC 177
R2	Widerstand, 220 kΩ	C2	Kondensator, 22 nF	T2	PNP-Transistor, BC 177
R3	Widerstand, 3,9 kΩ	C3	Elko, 100 µF/35 V	T3	NPN-Transistor, 2 N 3054
R4	Widerstand, 3,9 kΩ			T4	NPN-Transistor, 2 N 3055
R5	Widerstand, 470 Ω	D1	Z-Diode, 6,8 V; z. B. ZPY 6.8		
R6	Widerstand, 4,7 kΩ	D2	Siliziumdiode, 1 N 914	Si	Sicherung, 1 A/flink
R7	Widerstand, 4,7 kΩ				
R8	Trimmpoti, 25 kΩ	Gl	Gleichrichter, B 30 C 3200	S	Netzschalter
R9	Widerstand, 1 kΩ				
R10	Widerstand, 2,7 kΩ			Tr	Netztrafo, prim. 220 V sek. 18 V/2,5 A
R11	Trimmpoti, 5 kΩ				

2-mm-Alu-Kühlblech für T4, ca. 14 x 14 cm
1-mm-Alu-Kühlblech für T3, ca. 7 x 7 cm

Technische Daten

Ausgangsspannung	12 V
Ausgangsstrom	max. 2 A
Innenwiderstand	0,12 Ω
Fremdspannung bei Vollast	1 mV
Fremdspannung bei Strombegrenzung	15 mV
Fremdspannung bei Leerlauf	0,1 mV

12. Transistor-β-Tester

Die Messung des Stromverstärkungsfaktors β kann auf verschiedene Weise vorgenommen werden. Zunächst zeigt die Prinzipschaltung 32a die Meßanordnung für eine Brückenschaltung. Um eine einfache Eichung zu ermöglichen soll der Wert des Basiswiderstandes RB in kΩ gleich der Stromverstärkung β sein. Wenn der Kollektorstrom in mA gleich der Betriebsspannung in V ist, muß am Kollektorwiderstand R1 ein Zehntel der Betriebsspannung abfallen:

$$U1 = Ic \cdot R1 = 0{,}1 \cdot UB.$$

Wählt man für die Widerstände R2 und R3 ein festes Teilungsverhältnis von 10:1 und entspricht der Widerstand RB der Stromverstärkung β des Transistors, so beträgt die Spannungsdifferenz U1 – U2 = 0. Dieser Zustand läßt sich auf einfache Weise mit einem 0-Punkt-Mitte-Instrument nachweisen. Der Wert des Widerstandes R1 errechnet sich zu:

$$R1 = 0{,}1 \cdot \frac{Ub}{Ic} = 0{,}1\,k\Omega.$$

Die Größe der Widerstände R2 und R3 ist unkritisch. Sie sollen nur bei verstimmter Brücke einen einwandfrei ablesbaren Strom durch M ergeben, wobei allerdings das Teilerverhältnis von 10:1 erhalten bleiben muß. Soviel zu den theoretischen Voraussetzungen.

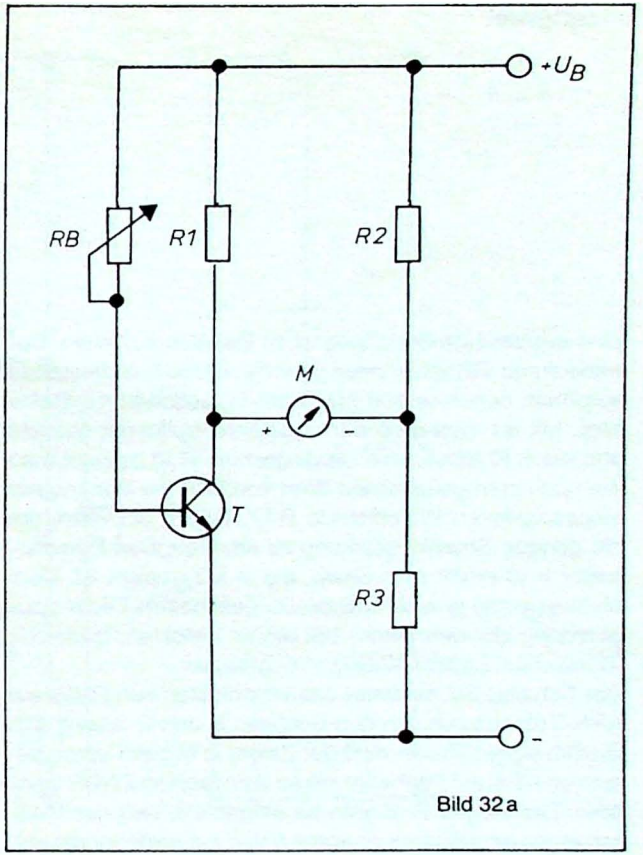


Bild 32a

β-Meßgerät

Eine ausgeführte Schaltung ist im Bild 32b zu sehen. Der Widerstand RB ist in neun gleiche 100-kΩ-Widerstände aufgeteilt, denen ein 100-kΩ-Draht-Potentiometer in Reihe liegt. Mit S1 wird grob der ungefähre Nullpunkt gesucht und mit R10 dann genau abgeglichen. Nun braucht man nur noch zum gefundenen Wert von R10 die Summe der eingeschalteten Widerstände R1...R9 zu addieren, um die genaue Stromverstärkung zu erhalten. Das Potentiometer R10 erhält eine Skala, die in kΩ geeicht ist. Dem Meßwerk sind je zwei antiparallel geschaltete Dioden zugeordnet, die den Strom bei einem defekten Transistor (Kurzschluß Emitter-Kollektor) begrenzen.

Der Schalter S2 gestattet das Umschalten von PNP- auf NPN-Transistoren. An den Buchsen E und C lassen sich Dioden prüfen. Dabei muß der Zeiger in M beim Umschalten von NPN auf PNP vom linken zum rechten ENDE wandern. Der Regler R15 wird so eingestellt, daß der Meßschaltung eine Spannung von 4,5 Volt zur Verfügung steht.

Einzelteilliste zu Bild 32b:

R1...9	Widerstände, 100 kΩ
R10	Draht-Potentiometer, 100 kΩ
R11	Widerstand, 1 kΩ
R12	Widerstand, 100 Ω
R13	Widerstand, 100 Ω
R14	Widerstand, 1 kΩ
R15	Trimmpoti, 2,5 kΩ
T1	NPN-Transistor, BC 108
D1...4	Si-Dioden, 1N 914 o.ä.
M	Meßwerk, 50-0-50 µA
S1	Schalter, 10polig
S2	Umschalter, 2polig

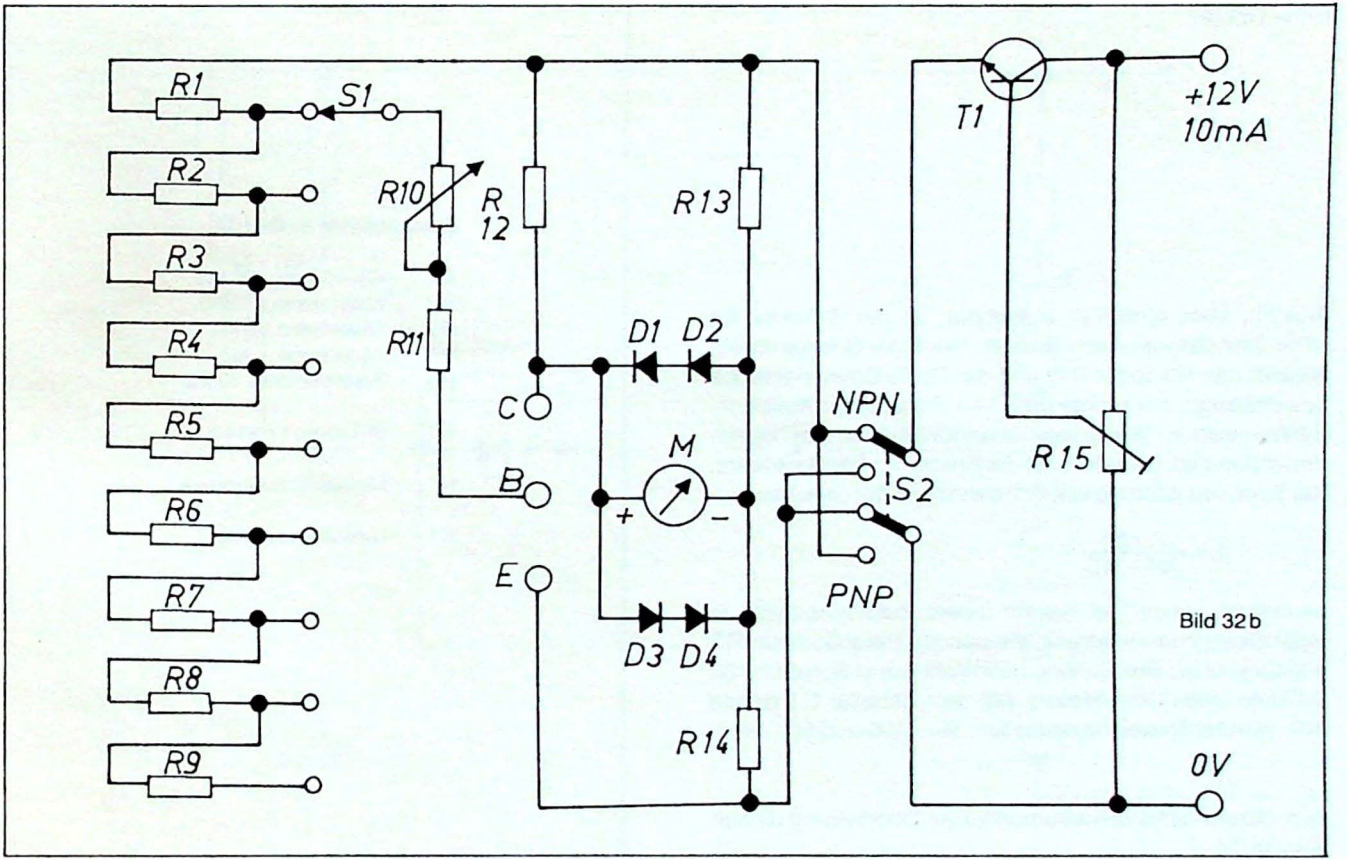

R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
S1
R10
R 12
R11
R13
D1 D2
C
B
E
M
+
–
D3 D4
R14
NPN
S2
PNP
T1
+12V
10mA
R15
0V

Bild 32b

NPN-Tester

Ähnlich, aber einfacher aufgebaut, ist der β-Tester für NPN-Transistoren nach Bild 33. Der linke Brückenzweig besteht aus R1 (oder R2) und der Basis-Emitter-Strecke des Prüflings, der rechte aus R4 + R5 und der Kollektor-Emitterstrecke. Wenn der Spannungsabfall am Basis-Widerstand ist, befindet sich die Brücke im Gleichgewicht. Die Stromverstärkung läßt sich dann nach der Gleichung

$$\beta = \frac{R1\,(2)}{R4 + R5}$$

berechnen. Auch hier kommt dieser Zusammenhang in einer Skala zum Ausdruck, die um das Potentiometer R5 angebracht ist. Die Eichung geschieht wie in Schaltung 32 mit Hilfe eines Ohm-Meters. Mit dem Schalter S1 lassen sich zwei Meßbereiche einstellen: 10...100 und 50...500.

Zum Schutz des Meßinstrumentes vor Überlastung dienen R3 und D1.

Einzelteilliste zu Bild 33:

R1	Widerstand, 100 kΩ
R2	Widerstand, 470 kΩ
R3	Widerstand, 10 kΩ
R4	Widerstand, 1 kΩ
R5	Potentiometer, 10 kΩ
D1	Si-Diode, 1 n 914 o. ä.
M	Meßwerk, 50-0-50 µA
S1	Umschalter, 1polig

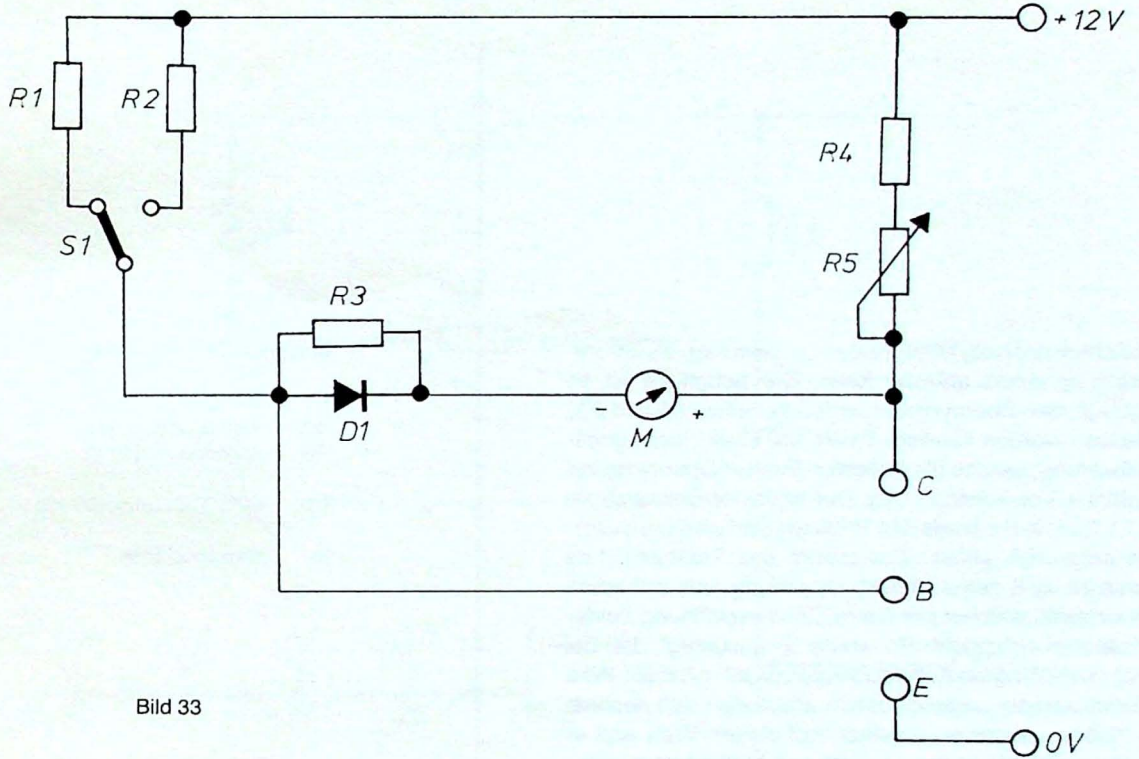


Bild 33

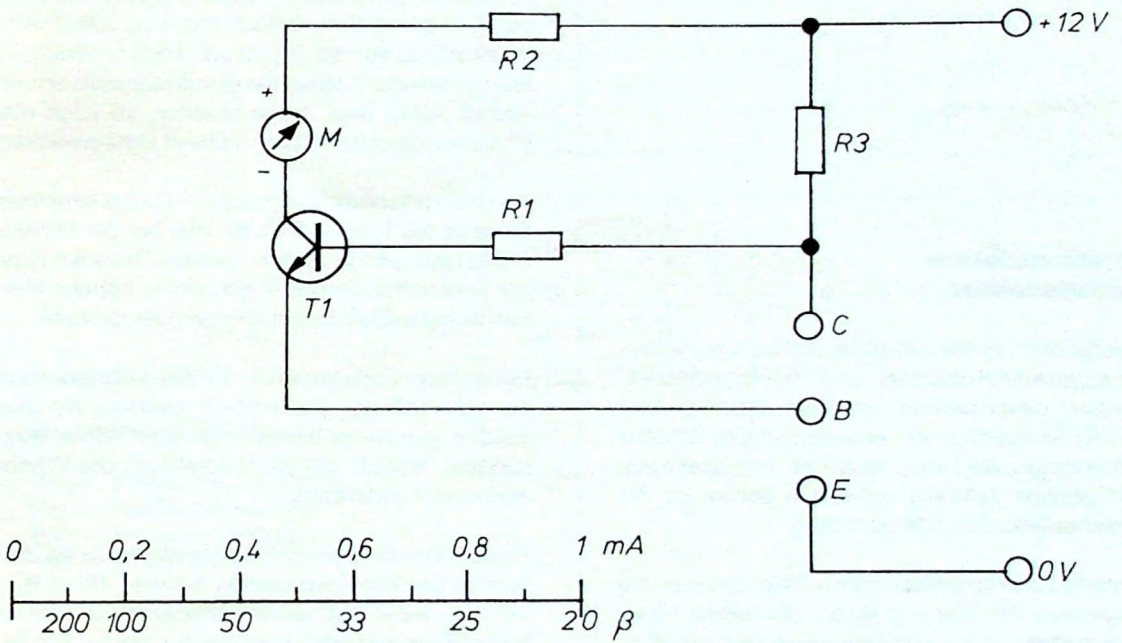
NPN-Tester mit direkter Anzeige

Zum Schluß noch ein NPN-Tester, bei dem man die Stromverstärkung direkt ablesen kann. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß Stromverstärkungen zwischen 20 und 200 gemessen werden können. T1 ist Teil einer Spannungsstabilisierung, welche die Kollektor-Emitter-Spannung auf ungefähr 1 Volt konstant hält. Der Kollektor-Emitterstrom von T1 fließt in die Basis des Prüflings und wird am Instrument angezeigt. Dieser Basisstrom des Testtransistors verursacht, daß seine Kollektorspannung sich auf einen Wert einstellt, welcher der Basis-Emitterspannung beider Transistoren entspricht. R1 wurde so ausgelegt, daß bei 11 Volt im Prüfling ein Kollektorstrom von 20 mA fließt. Wird ein Testtransistor angeschlossen, stabilisiert sich deshalb sein Kollektorstrom automatisch auf diesen Wert und er braucht nur noch mit der Anzeige von M dividiert zu werden, um β zu erhalten.

Einzelteilliste zu Bild 34:

R1	Widerstand, 1 kΩ
R2	Widerstand, 12 kΩ
R3	Widerstand, 560 Ω
T1	NPN-Transistor, BC 108
M	Meßwerk, 1 mA

Bild 34



13. RC-Dekaden

10er
9er Widerstandsdekade
9er Kapazitätsdekade

Wichtige Helfer beim Prüfen, Messen und bei der Fehlersuche sind abgestufte Kapazitäts- und Widerstandsdekaden. Die meisten davon sind so aufgebaut, daß 10 gleiche Werte Stufe für Stufe von einem entsprechenden Schalter abgegriffen werden. Nachdem aber die Einzelteilwerte immer eine geringe Toleranz aufweisen sollen, ist der Nachbau solcher Dekaden nicht ganz billig.

Eine preiswerte Lösung stellen solche Dekaden dar, die nur 4 wertgenaue Bauteile benötigen, die mittels eines 2-Ebenen-Schalters so zusammengeschaltet werden, daß sich am Ausgang Werte von 0 ... 10 in Einer-Schritten (bzw. 10er, 100er usw., je nach Dekadengröße) ergeben.

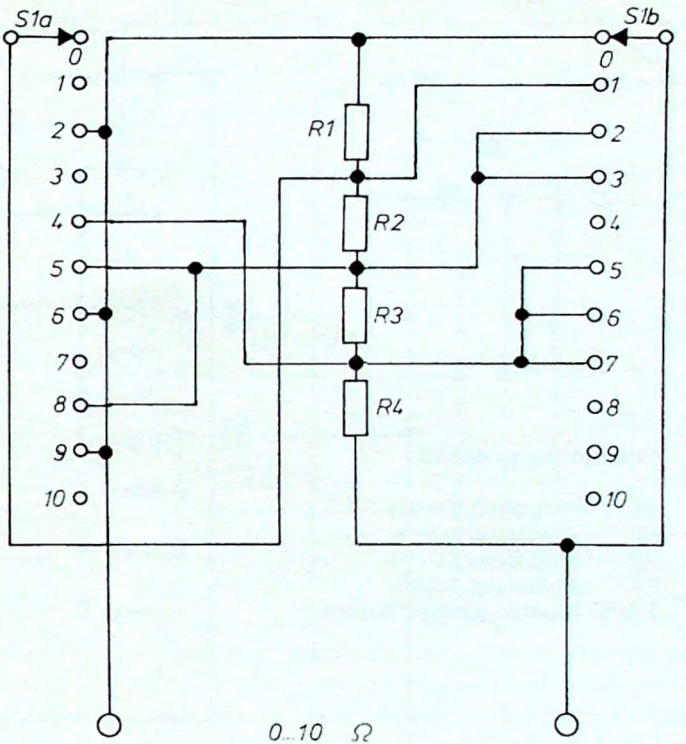
Bild 35 zeigt eine **Widerstands-Dekade,** die den 1-2-3-4-Code verwendet. Durch Addition lassen sich sämtliche Werte zwischen 1 und 10 erzielen. Die 4 Widerstände sind durch entsprechende Beschaltung des Stufenschalters so kombiniert, daß man am Ausgang Widerstandswerte von 0 bis 10 Ω erhält. Eine Dekade mit max. 100 Ω würde dann Widerstände von 10, 20, 30 und 40 Ω benötigen. Schaltet man 6 Dekaden, wobei die einzelne jeweils um eine 10er-Potenz höher liegt, hintereinander, so kann man jeden Widerstandswert zwischen 1 Ω und 1 MΩ erreichen.

Natürlich lassen sich auch andere Codes einsetzen. In Bild 36 ist es ein 1-2-3-4-5-Code. Hier hat der Schalter nur 10 Stellungen, weil ja – wenn mehrere Dekaden hintereinander geschaltet werden – die nächst höhere 10er-Potenz der nächsten Dekade entnommen werden kann.

Ein weiterer Code kommt in der **Kapazitätsdekade** Bild 37 zur Anwendung. Bekanntlich müssen Kondensatoren parallel geschaltet werden, um ihre Werte addieren zu können. Deshalb fällt die Verdrahtung des Wahlschalters auch etwas anders aus.

Es gibt noch eine ganze Reihe weiterer Codes, die man für solche Dekaden verwenden könnte. So z.B. 1-2-4-8, 1-2-3-7, 1-2-4-5. Dem findigen Amateur wird es sicher keine Schwierigkeiten bereiten, für das bei ihm vorhandene Material den richtigen Code zu finden und die jeweiligen Schaltungen dann diesem Material anzupassen.

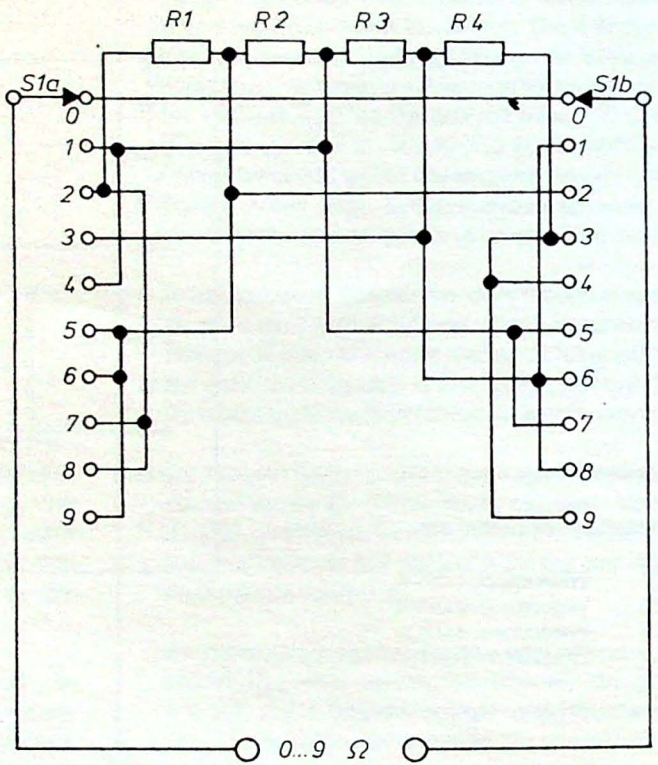
Bild 35



Einzelteilliste zu Bild 35:

R1	Widerstand, 1 Ω/1%
R2	Widerstand, 2 Ω/1%
R3	Widerstand, 4 Ω/1%
R4	Widerstand 3 Ω/1%
S1a/b	Schalter, 11polig/2 Ebenen

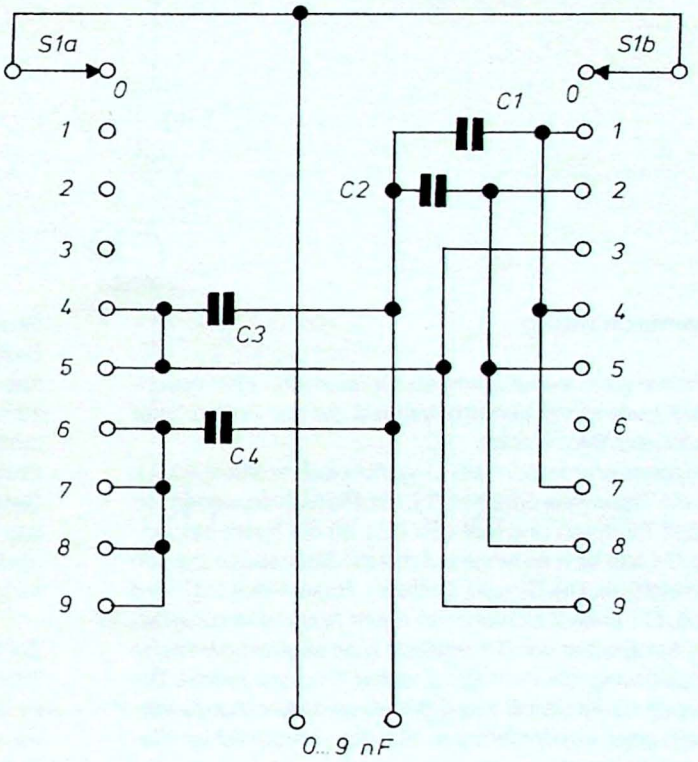
Bild 36



Einzelteilliste zu Bild 36:

R1	Widerstand, 2 Ω/1 %
R2	Widerstand, 5 Ω/1 %
R3	Widerstand, 1 Ω/1 %
R4	Widerstand, 3 Ω/1 %
S1a/b	Schalter, 10polig/2 Ebenen

Bild 37



Einzelteilliste zu Bild 37:

C1	Kondensator, 1 nF/1%
C2	Kondensator, 2 nF/1%
C3	Kondensator, 3 nF/1%
C4	Kondensator, 6 nF/1%
S1a/b	Schalter, 10polig/2 Ebenen

14. Durchgangs-Prüfsummer

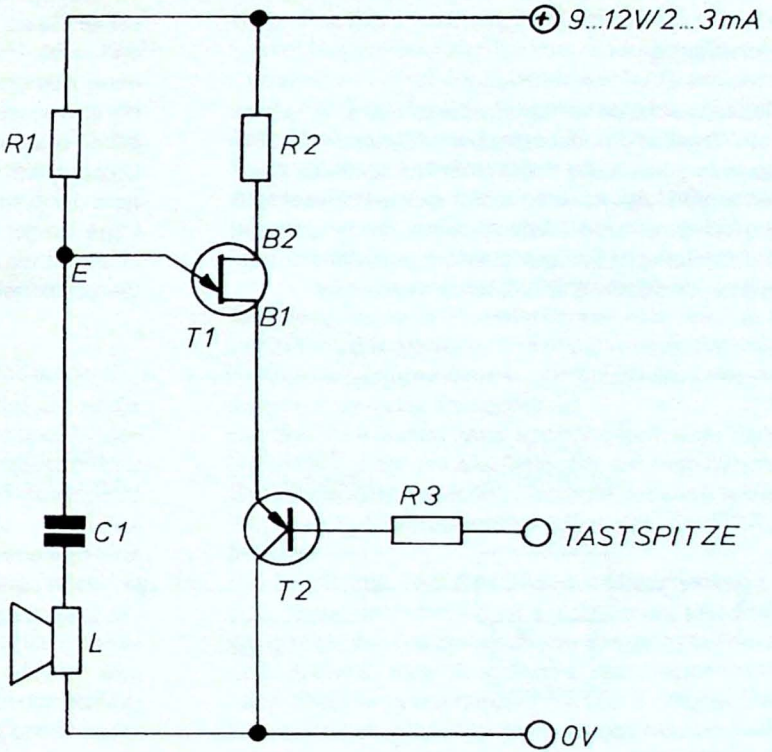
Gesamtschaltung

Zur Prüfung von Verkabelungen, Unterbrechungsmessungen bei gedruckten Leiterplatten u. ä. ist der Prüfsummer gedacht, den Bild 38 zeigt.
Als Kippgenerator dient ein Unijunction-Transistor (UJT). Wird die Basis von T2 über R3 mit Masse verbunden, so schaltet T2 durch und legt den UJT an die Betriebsspannung. C1 lädt sich so lange auf, bis die Zündspannung von T1 erreicht ist. Die Strecke Emitter – Basis 1 des UJT wird leitend, C1 entlädt sich und ein neuer Aufladevorgang beginnt. Am Emitter von T1 entsteht eine sägezahnähnliche Kippspannung, die der Lautsprecher L hörbar macht. Die Frequenz hängt von C1 und R1 ab und kann durch Vergrößern oder Verkleinern von R1 dem persönlichen Geschmack angepaßt werden.

Grundsätzlich arbeitet die Schaltung auch ohne T2. Die Basis 1 von T1 würde dann die Tastspitze sein. Es hat sich aber gezeigt, daß sich dieser Prüfsummer auch sehr gut zum Durchmessen von Transistoren (Emitter- und Kollektordioden) und Dioden eignet. Ohne T2 aber würde an der Prüfspitze die volle Betriebsspannung liegen und die Gefahr der Zerstörung des Meßobjekts wäre groß. Durch das Einfügen von T2 fließt jetzt über das Meßobjekt nur noch ein Strom von ca. 20 µA, wodurch eine Zerstörung ausgeschlossen wird.

Zur Stromversorgung eignet sich sehr gut eine kleine 9-V-Transistorbatterie. Im Betriebszustand fließt ein Strom von 2...3 mA, während im Sperrzustand nur ein Leckstrom von wenigen nA vorhanden ist. Aus diesem Grund kann ein Batterie-Abschalter entfallen.

Bild 38



Einzelteilliste zu Bild 38:

R1	Widerstand, 3,9 kΩ
R2	Widerstand, 180 Ω
R3	Widerstand, 100 Ω
C1	Kondensator, 1 µF
R3	Widerstand, 100 Ω
L	Miniaturlautsprecher, 8Ω
T1	UJT-Transistor, 2 N 2646
T2	PNP-Transistor, BC 160

15. Elektronischer Schalter

Blockschaltung

In der Meßtechnik ist es häufig erforderlich, zwei Vorgänge auf einem Oszilloskop darzustellen. Zweistrahl-Oszilloskope aber sind teuer und meist nicht im Labor des Amateurs vorhanden. Als Ausweg bietet sich ein Zweistrahlschalter zum (Einstrahl-) Oszilloskop an, der in schneller Folge abwechselnd das eine und das andere Meßsignal an den Eingang des Oszilloskopverstärkers weitergibt.

Bild 39 zeigt das Blockschaltbild eines solchen Gerätes. T1 erzeugt eine NF-Spannung von 15 Hz bis 15 kHz. An seiner Basis 1 entsteht ein Impuls, der von T2 verstärkt und in der Phase um 180° gedreht wird. Mit dieser Spannung wird eine bistabile Kippstufe (Flip-Flop) angesteuert, die abwechselnd die Transistoren T5/T6 des Umschalters öffnet bzw. schließt. An den Eingängen E1 und E2 des Umschalters sind die beiden Signale angeschlossen, während der gemeinsame Ausgang zum Oszilloskop führt. Die Lage beider Signale läßt sich von Null aus sowohl in positiver, als auch in negativer Richtung verschieben. Das Gesamtschaltbild zeigt Bild 40.

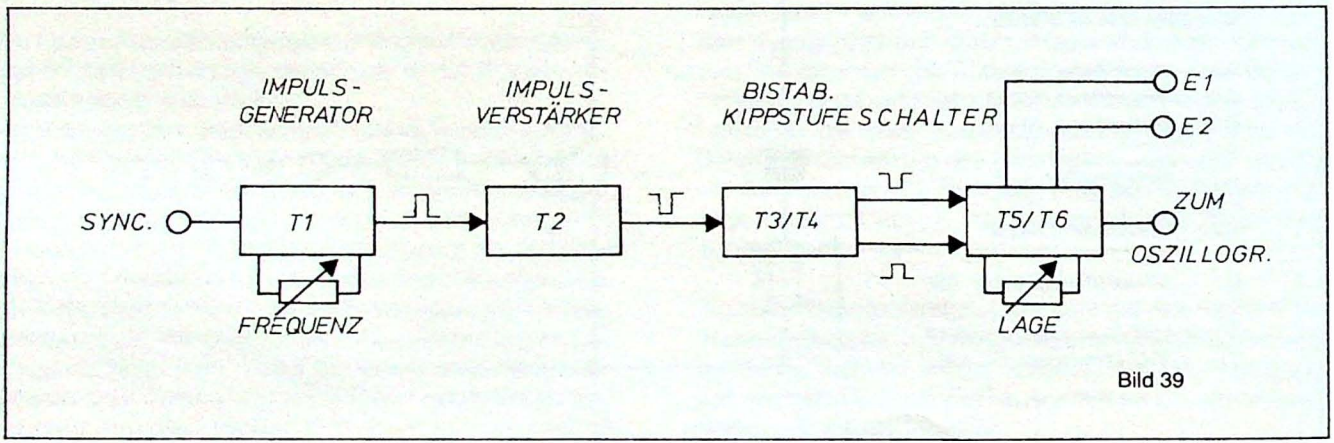


Bild 39

Gesamtschaltung

Der Unijunction (Doppelbasis-) Transistor T1 ist in bekannter Weise als astabile Kippstufe geschaltet. C2 ist die frequenzbestimmende Kapazität, die über R1 und R2 geladen wird. Die Entladung erfolgt nach Erreichen des Zündzeitpunktes in Abhängigkeit vom Widerstandswert von R1, wobei sich die Frequenz von 15 Hz bis 15 kHz variieren läßt. Am Emitter von T1 entsteht demzufolge eine exponentiell ansteigende Sägezahnspannung, während an R5 ein steilflankiger positiver Spannungssprung erscheint. Dieser wird von T2 verstärkt und in einen ebenso steilflankigen, negativen Impuls umgeformt. Mit ihm wird die bistabile Kippstufe T3/T4 angesteuert. An den Kollektoren dieser Transistoren steht eine symmetrische Rechteckspannung zur Verfügung.
Die beiden Schalttransistoren T5 und T6 arbeiten auf einen gemeinsamen Kollektorwiderstand R18 von 2,7 kΩ. Von diesem gelangen beide Signalspannungen zum Oszilloskop. Die Emitterwiderstände von je 3,3 kΩ rufen eine starke Gegenkopplung hervor, wodurch sich eine gute Linearität bei einer Signalabschwächung um den Faktor 0,7...0,9 einstellt. Der Schaltverstärker wird vom Flip-Flop T3/T4 an den jeweiligen Emittern gesteuert. Dabei liegt immer ein Transistor über insgesamt 6 kΩ entweder am Plus-Potential und ist für das an seiner Basis stehende Signal gesperrt oder ist über den dazugehörigen Flip-Flop-Transistor mit Masse verbunden und arbeitet dann als normaler, gegengekoppelter Verstärker. Die Basisvorspannung beider Schalttransistoren läßt sich mit R17 so verändern, daß sich das Gleichspannungspotential an den Kollektoren verschiebt und damit auch die Lage der Nullinien auf dem Oszilloskopschirm.
Die Synchronisation kann sowohl intern, vom Synchronisationsausgang des Oszilloskops auf den Synchronisationseingang der astabilen Kippstufe, als auch von E1 oder E2 zum Synchronisationseingang des Oszilloskops erfolgen.
Die Schaltstufe T5/T6 ist bewußt einfach gehalten, um die Schaltung nicht unnötig zu komplizieren. Der Frequenzgang reicht bei voll aufgedrehten Eingangsreglern bis weit über 300 kHz. Einer Erweiterung des Frequenzbereiches nach oben hin steht natürlich nichts im Wege. Beispielsweise läßt sich ein Eingangsverstärker mit kompensiertem Spannungsteiler, wie in der Schaltung des Millitvoltmeters ausführlich beschrieben, ohne weiteres einfügen.

Einzelteilliste zu Bild 40:

R1	Potentiometer, 1 MΩ	R15	Widerstand, 15 kΩ	C5	Kondensator, 330 pF
R2	Widerstand, 4,7 kΩ	R16	Widerstand, 10 kΩ	C6	Kondensator, 330 pF
R3	Widerstand, 2,7 kΩ	R17	Potentiometer, 50 kΩ	C7	Elko, 50 µF
R4	Widerstand, 1,2 kΩ	R18	Widerstand, 2,7 kΩ	C8	Elko, 50 µF
R5	Widerstand, 47 Ω	R19	Widerstand, 3,3 kΩ		
R6	Widerstand, 1,2 kΩ	R20	Widerstand, 3,3 kΩ	T1	Unijunction-Transistor, 2 N 2646
R7	Widerstand, 100 Ω	R21	Widerstand, 22 kΩ	T2	NPN-Transistor, BC 108 C
R8	Widerstand, 2,7 kΩ	R22	Widerstand, 10 kΩ	T3	NPN-Transistor, BC 108 C
R9	Widerstand, 15 kΩ	R23	Potentiometer, 1 MΩ	T4	NPN-Transistor, BC 108 C
R10	Widerstand, 15 kΩ			T5	NPN-Transistor, BC 108 C
R11	Widerstand, 15 kΩ	C1	Kondensator, 0,22 µF	T6	NPN-Transistor, BC 108 C
R12	Widerstand, 15 kΩ	C2	Kondensator, 10 nF		
R13	Widerstand, 2,7 kΩ	C3	Kondensator, 22 pF	D1	Si-Diode, BA 100
R14	Potentiometer, 1 MΩ	C4	Kondensator, 22 pF	D2	Si-Diode, BA 100

Technische Daten

Frequenzgang:	20 Hz ... > 300 kHz
Verstärkung:	0 dB
Schaltfrequenz:	15 Hz ... 15 kHz
Nullinienabstand der beiden Kanäle:	regelbar ± 2 cm
Betriebsart:	Chopper
Betriebsspannung:	12 V
Stromaufnahme:	10 mA

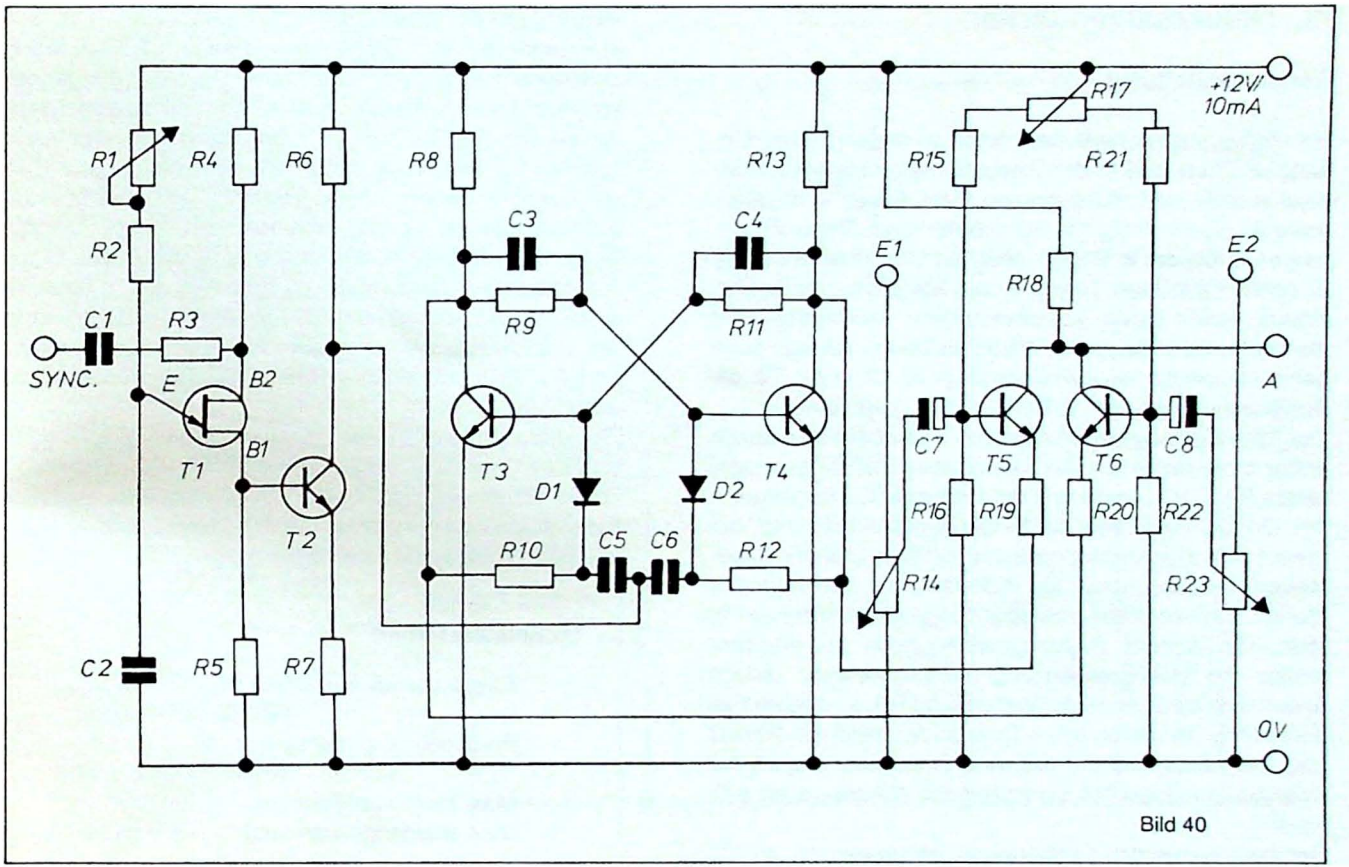

R1
R4
R6
R8
R13
R15
R17
+12V/
10mA
R2
C3
C4
E1
E2
R18
C1
R3
R9
R11
SYNC.
E
B2
A
B1
T1
T3
T4
C7
T5
T6
C8
T2
D1
D2
R16
R19
R20
R22
R10
C5
C6
R12
R14
R23
C2
R5
R7
0V

Bild 40

16. Universalverstärker

Gesamtschaltung

Ein Meßverstärker muß stets einen so hochohmigen Eingang besitzen, daß er den Abschlußwiderstand des Meßobjekts nicht beeinflussen kann. Sein Ausgang dagegen sollte so niederohmig wie nur möglich sein. Diese Forderungen erfüllt der in Bild 41 gezeigte Universalverstärker. Er besteht aus zwei Teilen: einem komplementären Verstärker, sowie einem komplementären Emitterfolger mit niederohmigem Ausgang. Beide Einheiten können auch getrennt benutzt werden, allerdings ist dann für T3 ein Basisspannungsteiler (100 kΩ + 100 kΩ) vorzusehen.

Der hohe Eingangswiderstand von 5 MΩ bei 1 kHz wird in erster Linie durch die Anordnung des Basisspannungsteilers R1 ... R3, sowie von der Kapazität C2 hervorgerufen. Ohne C2 z. B. liegt der Eingangswiderstand „nur" bei etwa 1 MΩ. Der Verstärker kann mit max. 300 mV angesteuert werden, wobei am Kollektor von T2 dann 3 V stehen, d. h., es findet eine Spannungsverstärkung von 10 statt. Um höhere Ausgangsspannungen zu erhalten, müßte die Betriebsspannung erhöht werden, jedoch ändert sich dann auch der Widerstand R3. In diesem Fall ersetzt man ihn durch einen Trimmwiderstand von 100 kΩ und stellt diesen so ein, daß eine Sinusspannung an der Übersteuerungsgrenze symmetrische Abkappungen aufweist.

Der komplementäre Emitterfolger ist galvanisch an die Verstärkerstufe angekoppelt. Die Kapazität C3 soll Schwingneigungen verhindern und kann entfallen, wenn sich keine solche Eigenschaft zeigt. Die max. Ausgangsspannung des Verstärkers von 3 V wird durch den Spannungsteiler R8/R9 auf 1,5 V heruntergeteilt und kann mittels S1 in Stufen von 20 dB dem Kettenteiler R9 ... R13 entnommen werden. (1,5 V, 150 mV, 15 mV). Der Ausgangswiderstand beträgt konstant ca. 100 Ω (genau: 90 Ω). Der relativ hohe Stromverbrauch der Endstufe resultiert aus dem niederohmigen Netzwerk des Ausgangsteilers. Verzichtet man auf die Niederohmigkeit, so kann der Stromverbrauch wesentlich gesenkt werden. Dazu sind die Widerstände R9 ... R13 im gleichen Verhältnis zu vergrößern.

Der Ausgang darf in allen Stellungen von S1 kurzgeschlossen werden, ohne daß dadurch der Schaltung irgend etwas passiert. Sollte ein gleichspannungsfreier Ausgang gewünscht werden, so ist hinter S1 noch ein Elko von 500 µF Kapazität zu schalten.

Technische Daten:

Eingangswiderstand bei 1 kHz	~ 5 MΩ
bei 1 MHz	~ 100 kΩ
Frequenzgang (bei U_{Aus} = 1 V)	
10 Hz ... 1 MHz	± 1 dB
Max. Eingangsspannung	300 mV
Max. Ausgangsspannung	1,5 V an 100 Ω

Einzelteilliste zu Bild 41:

R 1	Widerstand, 270 kΩ
R 2	Widerstand, 270 kΩ
R 3	Widerstand, 33 kΩ
R 4	Widerstand, 3,3 kΩ
R 5	Widerstand, 100 Ω
R 6	Widerstand, 1 kΩ
R 7	Widerstand, 1 kΩ
R 8	Widerstand, 100 Ω
R 9	Widerstand, 100 Ω
R 10	Widerstand, 910 Ω
R 11	Widerstand, 110 Ω
R 12	Widerstand, 910 Ω
R 13	Widerstand, 100 Ω
C 1	Kondensator, 0,1 µF
C 2	Kondensator, 0,1 µF
C 3	Kondensator, 4,7 nF
T 1	NPN-Transistor, BC 108
T 2	PNP-Transistor, BC 177
T 3	NPN-Transistor, BC 108
T 4	PNP-Transistor, BC 177
S 1	Schalter, 3polig

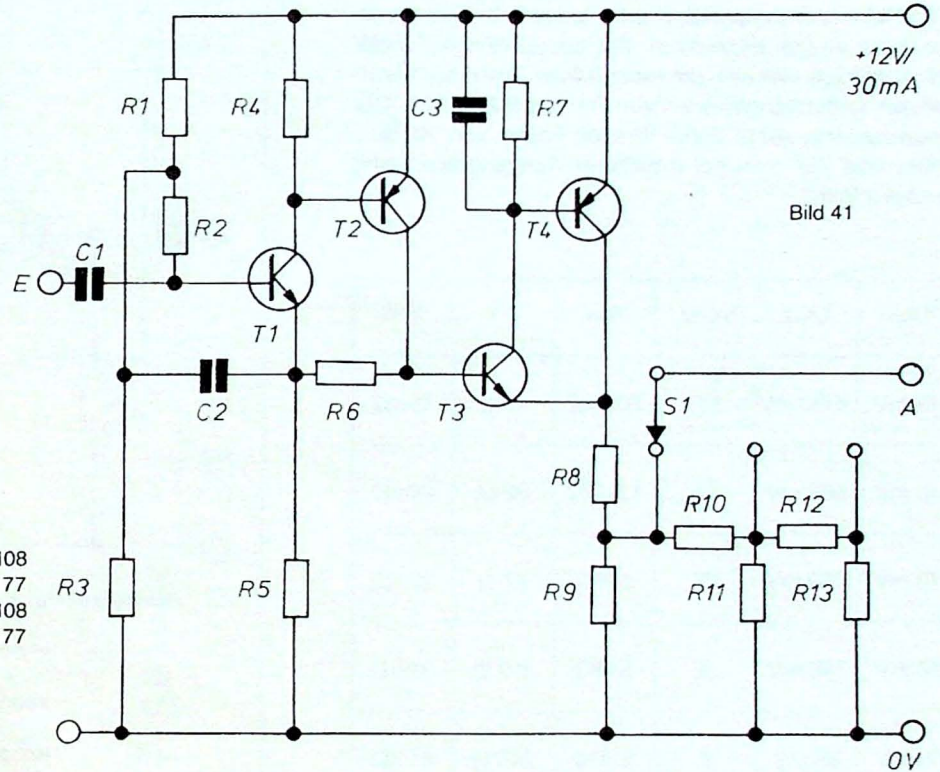


Bild 41

Komplementärverstärker

In Bild 42 ist der Verstärker in einer leicht geänderten Version noch einmal gezeichnet. Die dazugehörige Tabelle gibt Aufschluß, wie sich die technischen Daten bei wechselnden Widerstandswerten von R1 und R2 ändern. Der Frequenzgang reicht dabei in allen Fällen von 10 Hz... 1 MHz und die maximal erzielbare Ausgangsspannung beträgt 3 Volt.

U_{EIN}	U_{AUS}	Verst.	R_{EIN}	R1	R2
10 mV	1000 mV	100	700 kΩ	10 Ω	18 kΩ
10 mV	500 mV	50	1,5 MΩ	22 Ω	20 kΩ
10 mV	250 mV	25	3 MΩ	47 Ω	22 kΩ
10 mV	100 mV	10	5 MΩ	110 Ω	39 kΩ
10 mV	50 mV	5	10 MΩ	240 Ω	51 kΩ

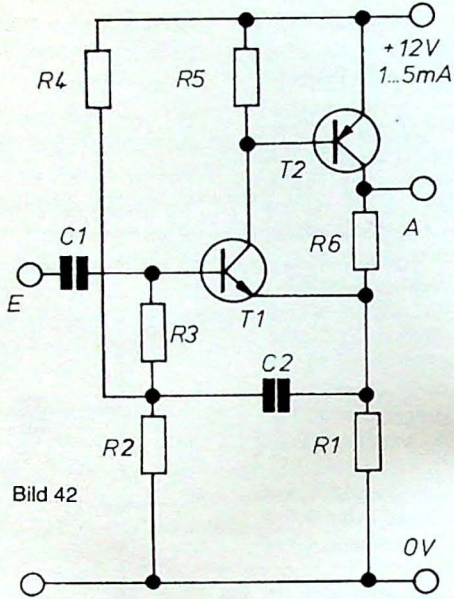


Bild 42

Einzelteilliste zu Bild 42:

R3 R4	Widerstand, 270 kΩ
R5	Widerstand, 10 kΩ
R6	Widerstand, 1 kΩ
C1	Kondensator, 0,33 µF
C2	Kondensator, 0,1 µF

ISBN 3-7724-0375-1

Wer experimentiert braucht Meß- und Prüfgeräte, die man nach den Bauanleitungen in diesem Buch selbst machen kann. Sie sind so einfach wie möglich ausgelegt, so daß auch der Anfänger sich leicht in dieses Gebiet einarbeiten kann. Lediglich Grundkenntnisse in Halbleitertechnik und praktische Erfahrungen im Umgang mit dem Lötkolben werden vorausgesetzt. Das Buch beginnt mit einem einfach zu bauenden Klein-Oszilloskop mit 3-cm-Röhre. Dieses Selbstbaugerät ist bewußt einfach konstruiert, auch ist die Schaltung vollkommen mit Transistoren bestückt. Die Meßmöglichkeiten wurden auf die am häufigsten vorkommenden Messungen beschränkt.

Alle Schaltungen in diesem Buch sind so ausgelegt, daß nur wenige und dann immer dieselben Halbleiter verwendet werden. Außer dem Klein-Oszilloskop werden alle Geräte mit einer Spannung +12 V betrieben. Dies erspart die Ausgabe für Netzteile und ermöglicht die gemeinsame Speisung aus einer stabilisierten Spannungsquelle.